

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF RADIOENGINEERING

POKROČILÉ MODULACE PRO OPTICKÉ KOMUNIKACE

ADVANCED MODULATION TECHNIQUES FOR OPTICAL WIRELESS COMMUNICATIONS

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Marek Šmída

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Marek Novák

BRNO 2020

Bakalářská práce

bakalářský studijní program **Elektronika a komunikační technologie**

Ústav radioelektroniky

Student: Marek Šmída

ID: 192296

Ročník: 3

Akademický rok: 2019/20

NÁZEV TÉMATU:

Pokročilé modulace pro optické komunikace

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s modulačními technikami používanými v optických bezdrátových komunikacích. Prostudujte možnosti implementace daných modulačních technik pomocí technologie Software Defined Radio (SDR) a vývojového prostředí GNU Radio. Implementujte modulaci FSK pro ověření funkčnosti systému (NI-SRP-2901).

Rozšiřte implementovaný systém o další modulační techniky vhodné pro optické komunikace. Porovnejte závislost bitové chybovosti na poměru signál-šum pro různé modulace.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] GHASSEMLOOY, Z., W. POPOOLA, S. RAJBHANDARI. Optical wireless communications: system and channel modelling with MATLAB. Boca Raton, FL: Taylor & Francis, 2013. ISBN 9781439851883.

[2] UYSAL, M., CAPSONI, C., GHASSEMLOOY, Z., BOUCOVALAS, A., UDVARY, E. Optical wireless communications. New York, NY: Springer Berlin Heidelberg, 2016. ISBN 9783319302003.

Termín zadání: 3.2.2020

Termín odevzdání: 4.6.2020

Vedoucí práce: Ing. Marek Novák

prof. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.
předseda rady studijního programu

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

Abstrakt

Bakalářská práce se zabývá problematikou modulací pro optické bezdrátové komunikace. Jsou rozebrány různé typy modulací, které se používají v optických bezdrátových komunikacích. Jsou implementovány modulační techniky pomocí GNU Radia. Práce je také zaměřena na porovnání chybovosti modulací pro normovaný poměr signál-šum.

Klíčová slova

Optika, Komunikace, Modulace, GNU Radio, BER

Abstract

The bachelor thesis deals with modulations for optical wireless communications. Different types of modulations used in optical wireless communications are analyzed. The bachelor thesis discusses the implementing modulation techniques with the GNU Radio development environment. The bachelor thesis also analyzed error performance of modulation techniques.

Keywords

Optics, Communication, Modulation, GNU Radio, BER

Bibliografická citace:

ŠMÍDA, M. *Pokročilé modulace pro optické komunikace*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2020. 51 s. Vedoucí Bakalářské práce byl Ing. Marek Novák.

Prohlášení

„Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Pokročilé modulace pro optické komunikace jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne: **30. dubna 2020**

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Ing. Marku Novákovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne: **30. dubna 2020**

.....
podpis autora

Obsah

1	MODULAČNÍ TECHNIKY	11
1.1	Úvod	11
1.2	Rozdělení modulací na základě povahy optické vlny	12
1.2.1	Modulace pole	12
1.2.2	Intenzitní modulace	12
1.3	Digitální modulace signálu v základním frekvenčním pásmu.....	13
1.3.1	ON-OFF klíčování OOK.....	13
1.3.2	Impulsní amplitudová modulace PAM	14
1.3.3	Impulsní poziční modulace PPM	15
1.3.4	Impulsní intervalová modulace PIM	16
1.3.5	Dvojitá impulsní intervalová modulace DH-PIM	17
1.4	Digitální modulace pásmového signálu.....	18
1.4.1	Amplitudové klíčování ASK.....	18
1.4.2	Fázové klíčování PSK	19
1.4.3	Frekvenční klíčování FSK.....	20
1.4.4	Kvadrurní amplitudové klíčování QAM	21
1.4.5	Ortogonální frekvenční klíčování OFDM	22
2	SOFTWAREVĚ DEFINOVANÉ RÁDIO	25
2.1	Úvod	25
2.2	Optický komunikační řetězec s SDR.....	26
2.3	NI-SRP-2901	27
3	IMPLEMENTACE MODULAČNÍCH TECHNIK POMOCÍ GNU RADIA.....	28
3.1	GNU Radio	28
3.1.1	Úvod.....	28
3.1.2	Datové typy	28
3.2	BFSK modulace.....	29
3.3	OOK modulace	31
3.4	OFDM modulace	33
3.4.1	Vliv AWGN na přijímaný signál	34
3.4.2	Závislost šířky pásma na délce FFT	35
3.4.3	Závislost šířky pásma na vzorkovací frekvenci	37
4	CHYBOVOST MODULACÍ V KOMUNIKAČNÍM KANÁLU	39
4.1	Úvod	39
4.2	Komunikační kanál s AWGN.....	39
4.3	Teoretická chybovost digitálních modulací v základním frekvenčním pásmu	40

4.3.1	OOK modulace	40
4.3.2	PPM modulace	40
4.3.3	DPIM modulace	41
4.3.4	DH-PIM modulace	41
4.4	Teoretická chybovost digitálních modulací pásmového signálu	42
4.4.1	ASK modulace	42
4.4.2	PSK modulace	42
4.4.3	FSK modulace	43
4.5	Porovnání chybovosti modulací v SW MATLAB	44
ZÁVĚR.....		47
SEZNAM POUŽITÝCH ZDROJŮ		48
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK		49
SEZNAM OBRÁZKŮ		51

ÚVOD

Tato bakalářská práce si bere za cíl uvést digitální modulační techniky, které se používají v bezdrátových optických komunikacích. V rádiové komunikaci je běžně modulována amplituda, fáze nebo frekvence nosné vlny, zatímco v optických komunikacích se setkáváme většinou s modulacemi, které modulují intenzitu optického záření. Jsou diskutovány techniky jako OOK, která je nejvíce používanou modulační technikou v optických komunikacích, či PPM, která nabízí dobrou výkonovou účinnost a zároveň lepší ochranu před ISI než OOK. Diskutovány jsou taky anizochronní techniky jako DPIM či její odvozená verze DH-PIM, které mají ve srovnání s PPM vyšší přenosovou rychlost.

Diskutovány jsou ovšem i modulační techniky v přeneseném pásmu, kdy je uveden jejich přehled. Důvodem, proč jsou diskutovány techniky i v přeneseném pásmu je ten, že modulační formáty jako BPSK, QPSK nebo QAM jsou využívány u SCM a její verze OFDM, neboť OFDM je vhodná modulační technika do prostředí s disperzním kanálem.

Je implementována a prozkoumána OFDM modulační technika, jakožto modulační technika, která nabízí ve srovnání s ostatními modulačními technikami dobrou ochranu před ISI díky ochrannému intervalu s cyklickou předponou.

V práci jsou rovněž uvedeny pravděpodobnosti chybného příjmu dat jednotlivých modulačních technik v závislosti na normovaném poměru signálu k šumu. Následně jsou různé variace modulačních technik navzájem porovnány v bitové či symbolové chybovosti v závislosti na normovaném poměru signálu k šumu.

1 MODULAČNÍ TECHNIKY

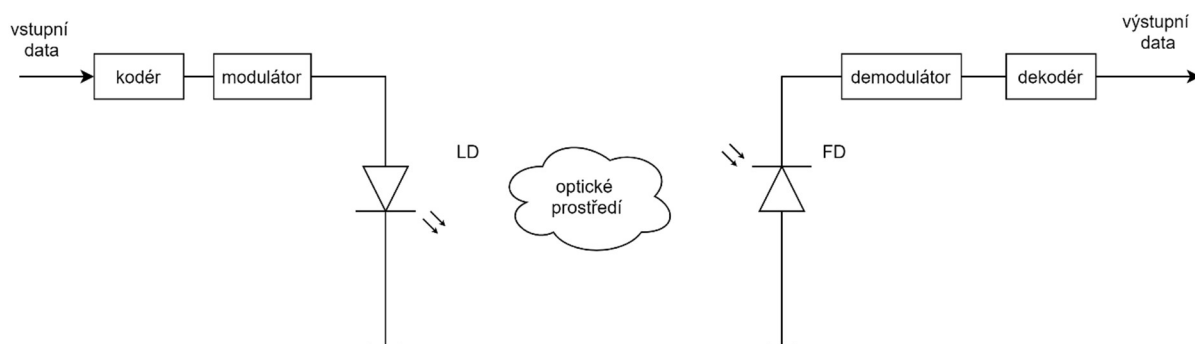
1.1 Úvod

V optické bezdrátové komunikaci je nutné, aby veškerý optický bezdrátový komunikační systém používal určitý druh modulace optického záření. Pro velikost intenzity pole optického záření můžeme psát [1]:

$$A(t) = a(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)] = \operatorname{Re}\{\hat{A}(t)e^{j\omega t}\} \quad (1.1)$$

kde a je časově proměnná amplituda záření (E nebo H), φ je časově proměnná fáze, A je časově proměnná komplexní obálka a ω_0 je úhlový optický kmitočet záření.

Jestliže chceme dát optickému záření určitou informaci, použijeme modulaci. Na obrázku č. 1 je blokové schéma optického digitálního spoje.



Obrázek 1: Blokové schéma optického digitálního spoje

Vysílací výkon v optické bezdrátové komunikaci je limitován několika faktory. Jedním z faktorů (převážně v domovním prostředí) je oční bezpečnost, kdy může hrozit poškození oka při použití výkonného optického zdroje. Dále to jsou limity fyzických zařízení a spotřeba energie [3]. Ve venkovním prostředí je problémem mlha, která způsobuje útlum. Tento problém by se dal vyřešit použitím laserů s vyšším výkonem, avšak z důvodu bezpečnosti je to problematické [3].

Jelikož existuje několik modulačních schémat, je potřeba si stanovit určitá kritéria, podle kterých se dají ohodnotit různé modulace. Seznam kritérií je následující.

1. Výkonová účinnost – Je dána průměrným výkonem při dosažení určité bitové chybovosti a rychlosti. Matematicky je definována jako

$$\eta_p = \frac{E_{pulse}}{\bar{E}_b} \quad (1.2)$$

kde E_{pulse} je energie impulsu a \bar{E}_b je průměrná energie na bit [3].

2. Efektivita šířky pásma – matematicky je definována následovně

$$\eta_B = \frac{R_b}{B} \quad (1.3)$$

kde R_b je dosažená bitová rychlost a B je šířka pásma. Vztah mezi šířkou pásma a energetickou účinností je následující

$$\eta_p = \frac{\eta_B}{\gamma} \quad (1.4)$$

kde γ je střída signálu [3].

3. Spolehlivost přenosu – modulační technika by měla být schopna přenášet informace s minimální chybovostí [3]. Pokud bude chybět určitá posloupnost dat v přenosu, tak to bude problematické.

Požadavky na ideální modulační schéma by mohly být následující [2]:

1. Co největší datová rychlost
2. Co nejmenší pravděpodobnost chyby
3. Co nejmenší vysílaný výkon
4. Co nejmenší šířka pásma
5. Co největší odolnost vůči interferencím
6. Co nejmenší složitost / výpočetní náročnost.

Nelze však splnit veškeré požadavky, neboť některé se navzájem vylučují. Požadavky volíme v závislosti na požadované aplikaci a charakteristice prostředí [2].

1.2 Rozdělení modulací na základě povahy optické vlny

1.2.1 Modulace pole

Jestliže v rámci optického komunikačního systému pracujeme s optickou vlnou, která má charakter koherentní vlny, tak lze modulovat amplitudu, fázi, frekvenci nebo polarizaci [8]. Požadavky na optický komunikační systém a prvky, při kterých se využívá modulace pole jsou následující [8]:

- Vysoce koherentní laser
- Zařazení vnějšího modulátoru
- Aplikace heterodynního/homodynního detekčního systému (laseru ve funkci místního oscilátoru)
- Vysoce mechanicky stabilní uspořádání jednotlivých prvků systému

1.2.2 Intenzitní modulace

Pokud má optická vlna charakter nekoherentní vlny, tak se v optických komunikačních systémech používají převážně intenzitní modulace, přičemž optickou vlnu lze modulovat intenzitně s frekvencí modulačního signálu $f_{\max} \leq 10^{10}$ Hz [8]. Požadavky na optický komunikační systém a prvky, při kterých se využívá intenzitní modulace jsou následující [8]:

- Optickým zdrojem může být i LED (Light-Emitting Diode), SLD (Superluminescent Diode) nebo méně koherentní LD (Laser Diode)
- Postačí přijímač s přímou detekcí
- Nároky na mechanickou stabilitu zařízení jsou menší oproti koherentním systémům

1.3 Digitální modulace signálu v základním frekvenčním pásmu

V komunikačním systému při použití digitální modulace signálu v základním frekvenčním pásmu nejsou data modulována na vyšší nosnou frekvenci jako v případě modulací pásmového signálu. Místo toho je soustředěn optický výkon do oblasti DC (Direct Current) regionu [3]. Modulace v základním frekvenčním pásmu se nazývají tak proto, že frekvenční spektrum modulovaného signálu se nachází v okolí DC [3].

1.3.1 ON-OFF klíčování OOK

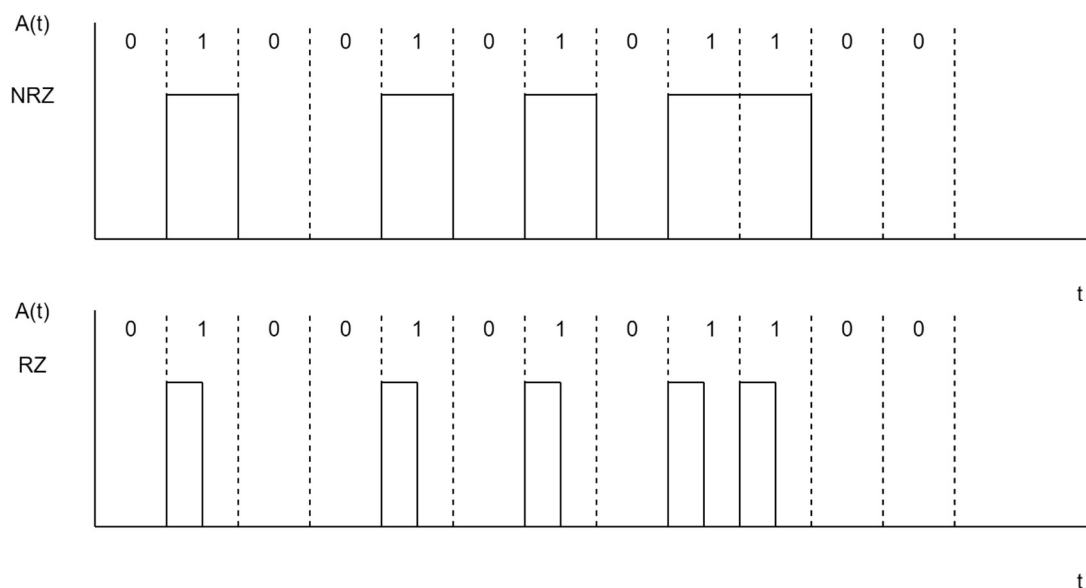
OOK modulace je nejvíce používanou modulací pro IM/DD (Intensity Modulation / Direct Detection) v optických komunikacích [3]. Využívá se v komerčních bezdrátových optických komunikacích jako IrDA (Infrared Data Association) při přenosové rychlosti do 4 Mbit/s [3].

Modulace OOK přiřazuje jednomu binárnímu symbolu (většinou úrovni log. 1) hodnotu maximálního optického výkonu nebo amplitudy záření a druhému hodnotu bez záření (většinou úrovni log. 0) [1].

Existují dva typy OOK modulace. Jsou jimi NRZ (Non Return to Zero) a RZ (Return to Zero). Na obrázku č. 2 jsou zobrazeny časové průběhy OOK modulace. Z obrázku je zřejmé, že při NRZ je hodnota amplitudy konstantní po celou dobu bitového intervalu. V případě RZ není hodnota amplitudy konstantní po celou dobu bitového intervalu a dochází k návratu do nulové hodnoty. V praxi se používá převážně modulace s NRZ kódováním, neboť kódování s RZ je složité na realizaci [1]. Zápis výkonu signálu OOK typu NRZ lze vyjádřit následovně [3]:

$$p(t) = P_r \quad \text{pro } t \in [0, T_b); \quad p(t) = 0 \quad \text{kdekoliv} \quad (1.5)$$

kde P_r je průměrný optický výkon a T_b je doba trvání jednoho bitu.



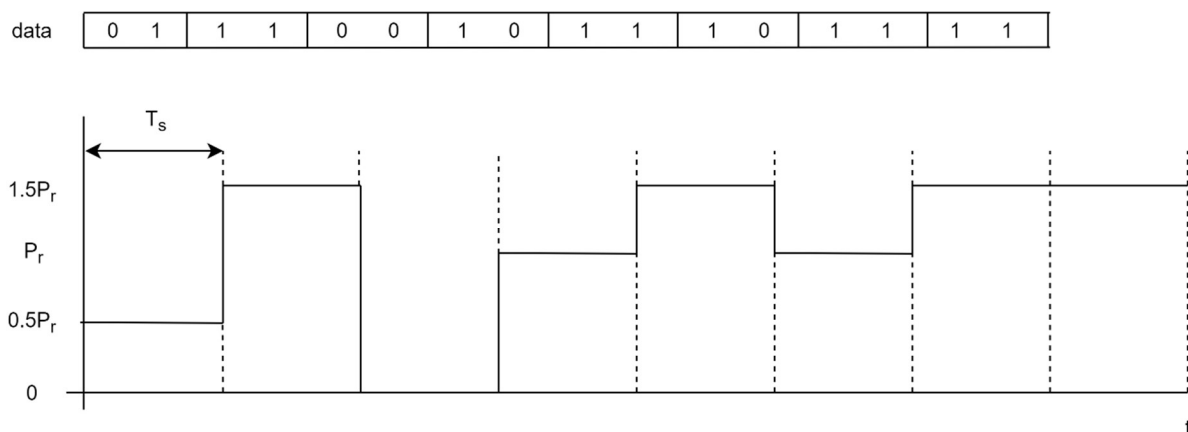
Obrázek 2: Časové průběhy NRZ a RZ OOK modulace

1.3.2 Impulsní amplitudová modulace PAM

Impulsní amplitudová modulace PAM (Pulse Amplitude Modulation) moduluje vstupní data pomocí amplitudy optického záření [6]. PAM můžeme obecně značit jako M -PAM, kde M značí počet úrovní optického výkonu, pomocí kterého modulujeme signál. Hodnota M je rovna $M = 2^n$, kde n značí počet bitů. Efektivita šířky pásma je rovna [3]:

$$\eta_B = \log_2 M \quad (1.6)$$

Na obrázku č. 3 je zobrazen časový průběh 4-PAM modulovaného signálu ze kterého lze pochopit princip modulace. Vzhledem ke 4 možným stavům zde máme 4 úrovně optického výkonu, přičemž úroveň optického výkonu závisí na dekadické hodnotě vstupních dat. Pro nulovou hodnotu vstupního symbolu je optický výkon roven nule. Pro největší hodnotu vstupního symbolu, což je v tomto případě 4, je optický výkon po dobu přenesení jednoho symbolu T_s roven hodnotě $1,5 P_r$.



Obrázek 3: Časový průběh 4-PAM modulovaného signálu

Mezi výhodu PAM modulace patří její jednoduchost, díky čemu je oblíbenou modulační technikou ve VLC (Visible Light Communication) systémech [6]. Její nevýhodou je však velká citlivost na nelinearitu kanálu a také citlivost na šum [3].

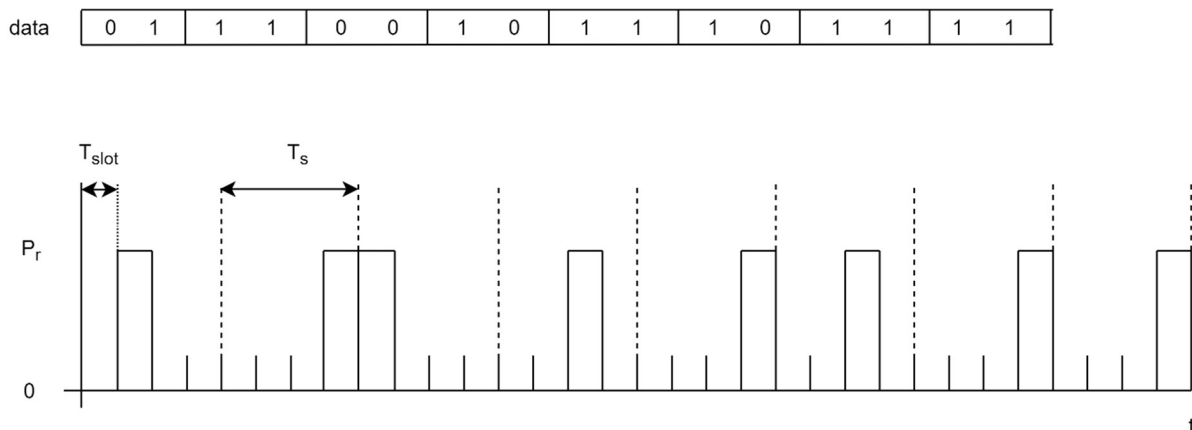
1.3.3 Impulsní poziční modulace PPM

Impulsní poziční modulace PPM (Pulse Position Modulation) pracuje na principu, kdy převádí vstupní signál na impulsní signál, který má proměnlivou pozici úzkého impulsu v rámci definované periody a mimo impuls je nulová hodnota [4]. Jedná se o izochronní modulaci, což znamená, že signál může měnit své hodnoty pouze v určitých okamžicích [3], [13]. PPM můžeme obecně označit jako M -PPM, kde M označuje počet slotů o stejné časové délce, které se rovnají počtu slotů a jsou obsaženy v jednom symbolu modulace. Výkon PPM signálu může být vyjádřen jako [6]:

$$p(t) = P_r \quad \text{pro } t \in [(m-1)T_{slot}, mT_{slot}); \quad p(t) = 0 \quad \text{kdekoliv} \quad (1.7)$$

kde $p(t)$ je okamžitá hodnota optického výkonu a T_{slot} označuje dobu trvání jednoho slotu.

Na obrázku č. 4 je zobrazen časový průběh 4-PPM modulovaného signálu, ze kterého lze pochopit princip modulace. Vstupní symbol dat může nabývat celkem 4 možných stavů, a proto jsou v době trvání jednoho symbolu modulace umístěny celkem 4 sloty. Princip modulace spočívá v tom, že vysíláme optické záření po dobu trvání jednoho slotu. Slot, po který se bude vysílat, závisí na dekadické hodnotě vstupních dat zvýšené o 1. Pro nulovou hodnotu vysíláme optické záření v prvním slotu, pro maximální hodnotu vysíláme v posledním slotu jednoho symbolu.



Obrázek 4: Časový průběh 4-PPM modulovaného signálu

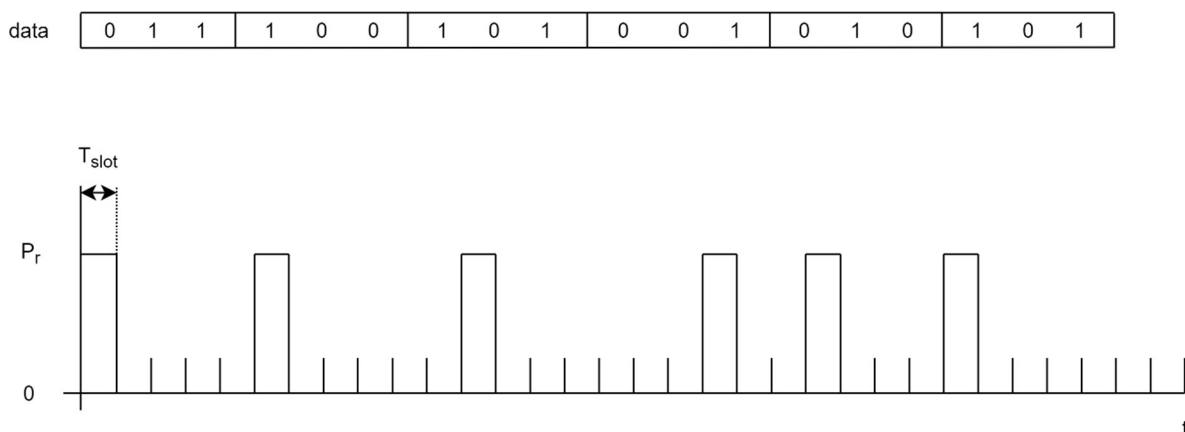
V optických komunikačních systémech, kde hlavním cílem není co největší přenosová rychlost je PPM modulace vhodnou volbou, neboť má velmi dobrou výkonovou účinnost a vzhledem k OOK poskytuje lepší ochranu před ISI (Inter Symbol Interference) [3], [6]. Pokud budeme zvyšovat počet přenášených bitů, které mají být zakódovány v pozici impulsu, tak budeme zlepšovat výkonovou účinnost, přičemž efektivita šířky pásma se bude snižovat [6].

1.3.4 Impulsní intervalová modulace PIM

Impulsní intervalová modulace PIM (Pulse Interval Modulation) je založena na principu, kdy informace je kódována vložením prázdných slotů mezi dva impulsy. Základní verzí PIM modulace je DPIM (Digital Pulse Interval Modulation). Jedná se o anizochronní modulaci, což znamená, že signál může měnit své hodnoty v libovolných časových okamžicích [3], [13]. DPIM modulaci můžeme obecně značit jako M -DPIM, kde M značí počet stavů vstupního datového symbolu. Hodnota M je rovna $M = 2^n$, kde n značí počet bitů.

Tato modulace funguje tak, že pro každý symbol vstupních dat se generuje v prvním slotu úroveň log. 1 a za ní následuje odpovídající počet prázdných slotů. DPIM modulaci můžeme rozdělit na dva typy, kterými jsou NGB (No Guard Band) a 1GS (One Guard Slot). Typ 1GS obsahuje oproti NGB 1 prázdný slot navíc. Slot navíc se zde přidává z důvodu zajištění ochrany před ISI [3]. Celková doba jednoho modulovaného symbolu závisí na dekadické hodnotě vstupního symbolu dat. Pro NGB může nabývat od T_{slot} až do $L \cdot T_{slot}$, kde T_{slot} je doba jednoho slotu a L je nejvyšší možná dekadická hodnota vstupního symbolu dat (pro 4-DPIM je to hodnota 4). V případě 1GS je minimální doba modulovaného symbolu rovna $2T_{slot}$ a maximální doba činí $(L+1)T_{slot}$ [3].

Na obrázku č. 5 je zobrazen časový průběh 8-DPIM modulovaného signálu typu 1GS, ze kterého lze pochopit princip modulace. Pro každý nový datový symbol vstupních dat je generován počáteční impuls. Následně jsou vloženy prázdné sloty, které odpovídají dekadické hodnotě symbolu dat. Nakonec je vložen ještě ochranný slot. Minimální doba modulovaného symbolu je v tomto případě $2T_{slot}$ a maximální doba činí $9T_{slot}$.



Obrázek 5: Časový průběh 8-DPIM (1GS) modulovaného signálu

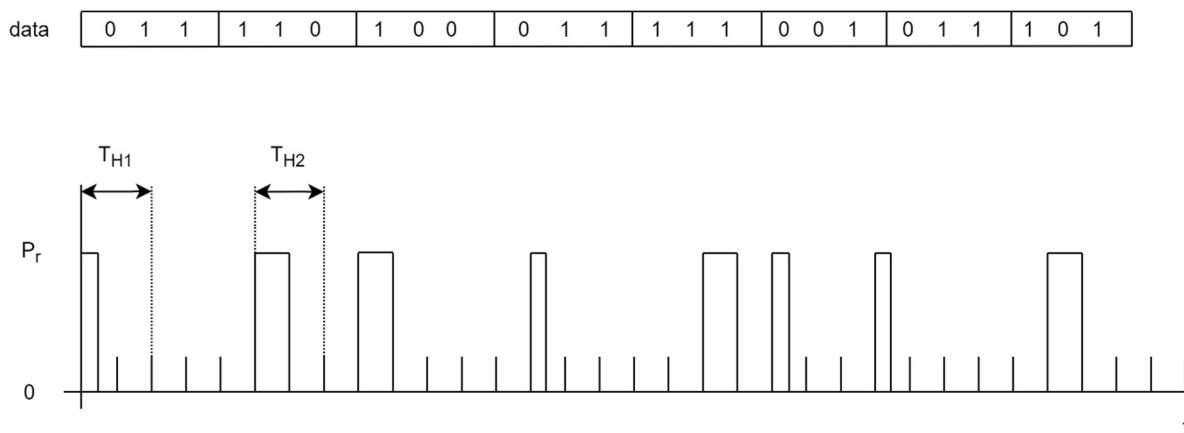
Výhodou DPIM modulace je, že poskytuje vyšší přenosovou rychlost ve srovnání s PPM modulací, neboť oproti PPM modulaci eliminuje nevyužité sloty. Ve srovnání s OOK modulací má vyšší výkonovou účinnost. Nevýhodou DPIM je, že požadavek na šířku pásma je ve srovnání s OOK větší, avšak ve srovnání s PPM je požadavek na šířku pásma nižší [6].

1.3.5 Dvojitá impulsní intervalová modulace DH-PIM

Dvojitá impulsní intervalová modulace DH-PIM (Dual-Header Pulse Interval Modulation) navazuje na DPIM modulaci. DH-PIM modulaci můžeme obecně značit jako M -DH-PIM, kde M značí počet stavů vstupního datového symbolu.

V DH-PIM modulaci každý výstupní modulovaný symbol začíná hlavičkou H_1 , nebo H_2 po které následuje odpovídající počet prázdných slotů, které odpovídají vstupnímu symbolu dat. Doba hlavičky je rovna $T_H = (\alpha + 1)T_{slot}$, kde α je námi volené přirozené číslo [3]. V závislosti na nejvíce významném bitu MSB (Most Significant Bit) volíme dobu, po kterou je na začátku výstupního modulovaného symbolu (v rámci hlavičky) vysíláno optické záření. Pokud je $MSB = 0$ je použita hlavička H_1 a doba impulsu v rámci hlavičky je rovna $0,5 \cdot \alpha \cdot T_{slot}$. V případě $MSB = 1$ je použita H_2 a doba impulsu v rámci hlavičky je rovna $\alpha \cdot T_{slot}$. Po Hlavičce následuje počet prázdných slotů, které v případě $MSB = 0$ odpovídají dekadické hodnotě vstupního symbolu dat. Pokud je $MSB = 1$, tak počet prázdných slotů odpovídá dekadické hodnotě jedničkového doplnku vstupního symbolu dat.

Na obrázku č. 6 je zobrazen časový průběh 8-DH-DPIM modulovaného signálu s parametrem $\alpha = 1$, ze kterého lze pochopit princip modulace. Pro lepší pochopení modulace jsou v obrázku obsaženy doby hlaviček H_1 a H_2 . Doba hlavičky je v tomto případě rovna $2T_{slot}$. Doba, po kterou je vyzařováno optické záření v rámci H_1 je rovna $0,5T_{slot}$. Pro H_2 je doba rovna T_{slot} .



Obrázek 6: Časový průběh 8-DH-PIM ($\alpha = 1$) modulovaného signálu

Výhodou DH-PIM modulace je, že má menší požadavek na šířku pásma ve srovnání s DPIM a PPM modulací [5]. Vzhledem k tomu, že při přenosu s DH-PIM se snižuje symbolová délka ve srovnání s DPIM a PPM, tak výsledkem je vyšší přenosová rychlost. Nevýhodou však u DH-PIM je, že má oproti DPIM a PPM vyšší výkonové požadavky [5].

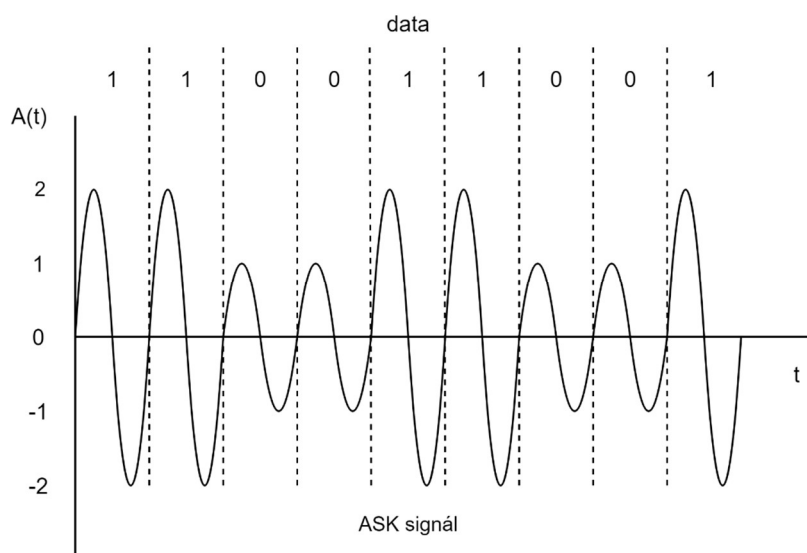
1.4 Digitální modulace pásmového signálu

Digitální modulace pásmového signálu jsou modulace, které se aplikují na digitální signál, který je ze základního frekvenčního pásma posunut na nosnou frekvenci pomocí principů některé z modifikovaných analogových, amplitudových nebo úhlových modulací [4].

Pro digitální modulaci se používá pojem klíčování. Modulačním signálem můžeme ovlivnit amplitudu (ASK modulace), fázi (PSK modulace) či frekvenci (FSK modulace).

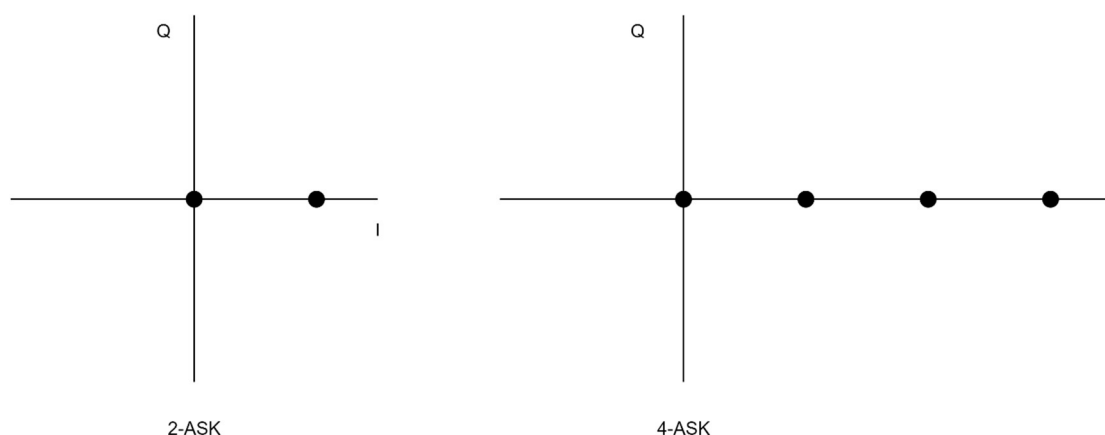
1.4.1 Amplitudové klíčování ASK

Modulace ASK (Amplitude Shift Keying) je lineární digitální modulací bez paměti se symetrickou konstelací [4]. Má obdobný princip jako modulace OOK. Rozdíl je v tom, že při hodnotě log. 0 vstupního digitálního signálu není nulová hodnota amplitudy jako v případě OOK, ale je rozdílná než hodnota amplitudy pro log. 1. Princip modulace je znázorněn na obrázku č. 7.



Obrázek 7: Časový průběh BASK modulace

Amplitudovým klíčováním ASK můžeme docílit více stavů modulace. Základní variantou je 2-ASK, kdy modulujeme 2 stavy. 2-ASK můžeme též označit jako BASK (Binary Amplitude Shift Keying). V případě 4-ASK se jedná o 4-stavovou modulaci. Obecně se může psát M -ASK, kde M značí počet stavů. Na obrázku č. 8 jsou zobrazeny konstelační diagramy pro ASK modulaci.



Obrázek 8: Konstelační diagramy ASK modulace

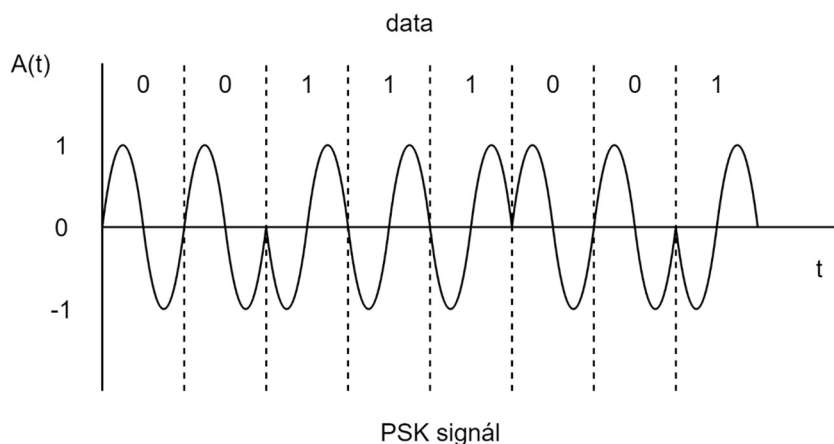
1.4.2 Fázové klíčování PSK

Modulace PSK (Phase Shift Keying) je lineární digitální modulací bez paměti se symetrickou konstelací [4]. Jak již název PSK napovídá, jedná se o modulaci, kde se využívá fáze. Jedná se tedy o modulaci s klíčováním fáze, respektive modulace s klíčováním fázovým posuvem. Základní variantou je 2-PSK, kdy modulujeme 2 stavy. 2-PSK můžeme též označit jako BPSK (Binary Phase Shift Keying). Pokud použijeme modulační formát 4-PSK, tak máme celkem 4 stavy. Modulaci 4-PSK můžeme označit jako QPSK (Quadrature Phase Shift Keying). Obecně můžeme psát M -PSK, kde M značí počet stavů. Rovnice, které definují výsledný signál pro BPSK modulaci mohou vypadat následovně [2]:

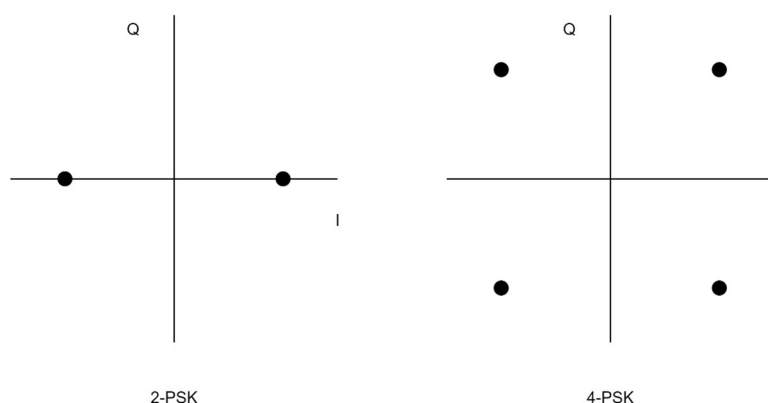
$$s_1(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t) \quad (1.8)$$

$$s_2(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t + \pi) = -\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t) \quad (1.9)$$

kde T_b je doba trvání jednoho bitu a E_b je energie připadající na bit Modulace BPSK využívá dvou diskrétních stavů fáze. Jsou to hodnoty 0 a π radiánů. Na obrázku č. 9 je znázorněna BPSK modulace. Můžeme si všimnout, že při změně binárního symbolu se změní fáze. Princip modulace lze pochopit z obrázku č. 9.



Obrázek 9: Časový průběh BPSK modulace



Obrázek 10: Konstelační diagramy PSK modulace

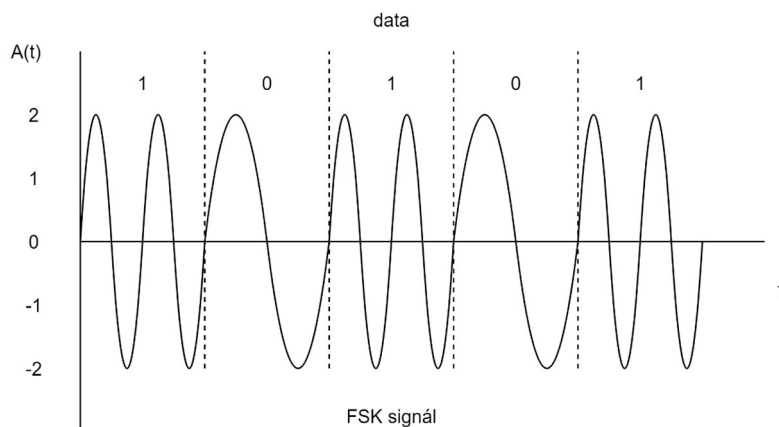
1.4.3 Frekvenční klíčování FSK

Z názvu FSK (Frequency Shift Keying) lze odvodit, že tato modulace využívá změn frekvence. Modulace FSK je nelineární digitální modulací bez paměti [4]. Základní variantou modulace FSK je typ 2-FSK. Můžeme ji zapsat jako BFSK (Binary Frequency Shift Keying). Dalším formátem je 4-FSK, kdy modulujeme celkem 4 stavy. Obecně můžeme psát M -FSK, kde M značí počet stavů.

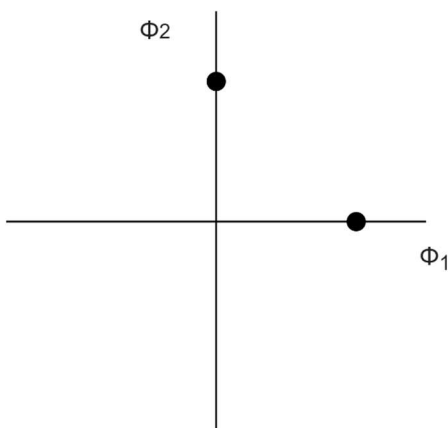
Při dvoustavovém frekvenčním klíčování jsou data přenášena na dvou různých kmitočtech f_i přičemž zápis signálu může být následující [2].

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_i t), \quad 0 \leq t < T_b \quad (1.10)$$

kde $i = 1; 2$. Výstup BFSK modulované vlny má vysokou frekvenci, když je bitový symbol vstupního signálu v log. 1 a nízkou frekvenci, jestliže je bitový symbol v log. 0. Princip modulace lze pochopit z obrázku č. 11.



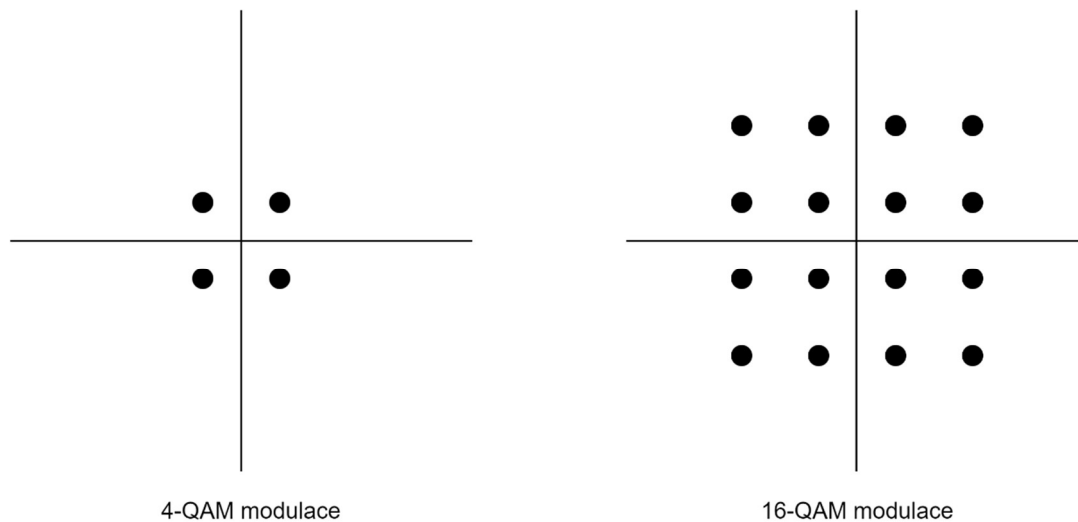
Obrázek 11: Časový průběh BFSK modulace



Obrázek 12: Vyjádření BFSK ve vektorovém prostoru

1.4.4 Kvadrurní amplitudové klíčování QAM

Digitální modulace pásmového signálu QAM klíčování (Quadrature Amplitude Shift Keying) je lineární digitální modulací bez paměti tvořená součtem dvou ASK modulací v kvadrurních složkách [4]. Jak již název napovídá, tak modulujeme amplitudu a fázi. Základní variantou je 4-QAM modulace, která obsahuje 4 stavy. Obecně můžeme použít vícestavovou modulaci M -QAM, kde M značí počet stavů. Na obrázku č. 13 si můžeme všimnout, že pro 4-QAM modulaci mají všechny body v konstelačním diagramu stejnou amplitudu, zatímco pro variantu 16-QAM mají některé body rozdílnou amplitudu.



Obrázek 13: Konstelační diagramy QAM modulace

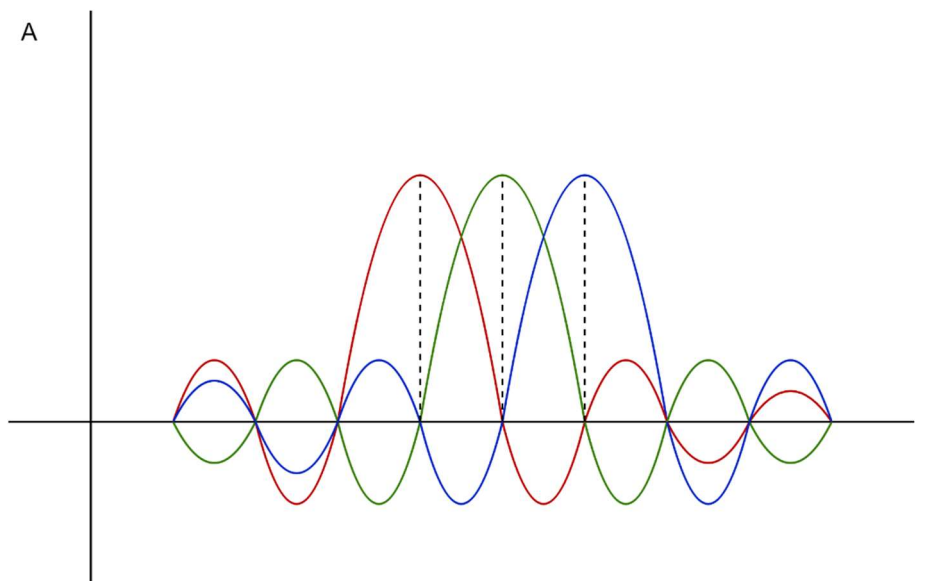
M -QAM signál můžeme matematicky vyjádřit následovně [2]:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_0}{T}} a_i \cos(2\pi f_c t) + \sqrt{\frac{2E_0}{T}} b_i \sin(2\pi f_c t), 0 \leq t \leq T, \quad (1.11)$$

kde E_0 je energie signálu s nejmenší amplitudou, a_i a b_i jsou celá čísla určující polohu bodů konstelačního diagramu.

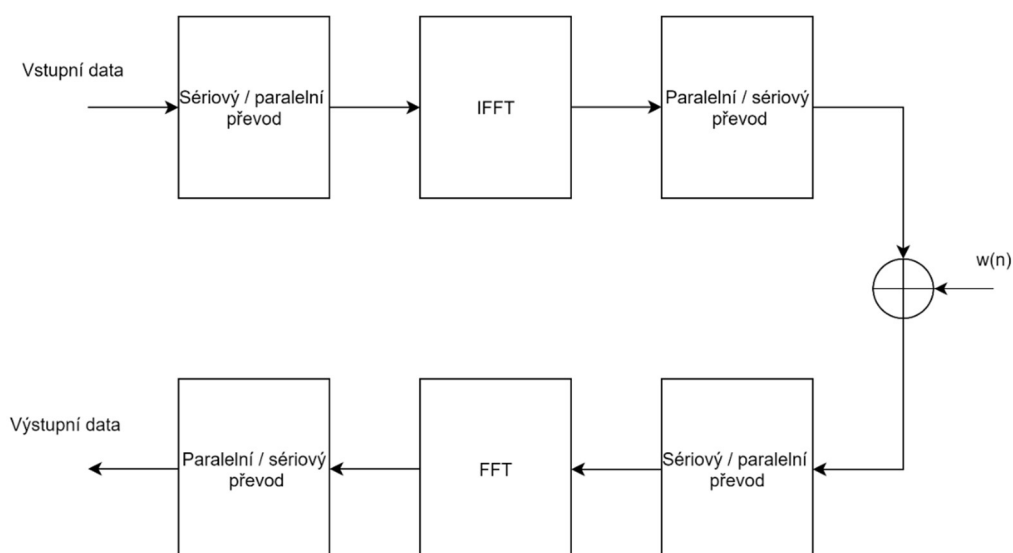
1.4.5 Ortogonální frekvenční klíčování OFDM

Ortogonální frekvenční klíčování OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) funguje na principu, kdy se současně v jednom časovém okamžiku na několika subnosných frekvencích vysílá datová zpráva paralelně. Subnosné frekvence jsou vzájemně ortogonální, to znamená, že se navzájem neovlivňují a jejich skalární součin je nulový [4]. Znamená to tedy, že maximální úroveň daného subnosného signálu se ve frekvenčním spektru překrývá s nulovými průchody frekvenčních pásem ostatních subnosných signálů [4]. Na obrázku č. 14 je názorně ukázáno, že při maximální úrovni jednoho signálu mají ostatní signály nulovou úroveň.



Obrázek 14: Frekvenční spektrum OFDM

Blokové schéma OFDM přenosu je na obrázku č. 15. Přenos probíhá tak, že vstupní data se nejdříve modulují s použitím např. BPSK, QPSK nebo M -QAM modulace [3]. Následně se data převádí ze sériového toku na paralelní subnosné frekvence. Pomocí IFFT (Inverse Fast Fourier Transformation) jsou datové symboly rozloženy ve frekvenčním spektru na signál obsahující definovaný počet subnosných frekvencí v časové oblasti pro daný časový interval, díky čemuž se paralelně řazené datové symboly převedou do časového průběhu signálu, ke kterému se dále přidává ochranný interval s cyklickou předponou, který zabezpečuje ochranu před ISI [3], [4]. Následně se převádí signál z diskrétní oblasti na spojitý analogový signál, který je přenesen na nosnou frekvenci [4]. Na přijímací straně následně probíhá inverzní postup.



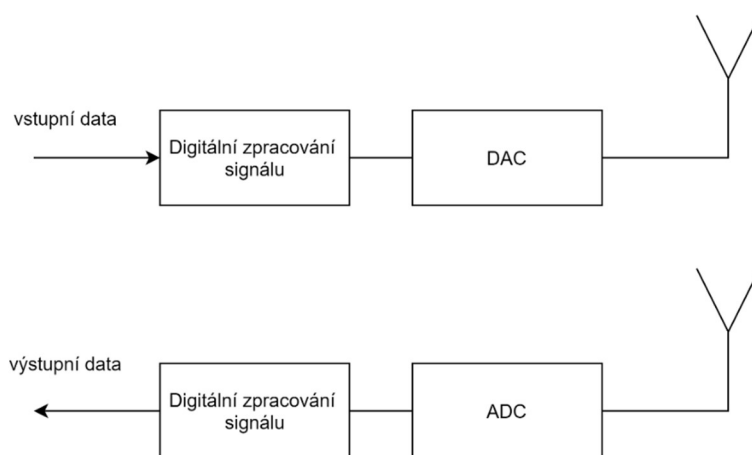
Obrázek 15: Blokové schéma OFDM přenosu

Velkou výhodou OFDM je to, že je efektivním řešením k zabezpečení před ISI, která je způsobena disperzním kanálem [10]. Jednou z nevýhod OFDM však je, že vyžaduje vysoký dynamický rozsah [3]. OFDM však nejvíce trpí kvůli nelineárnímu zkreslení, které je způsobeno vysokým PAPR (Peak-to-average Power Ratio) [3].

2 SOFTWAREVĚ DEFINOVANÉ RÁDIO

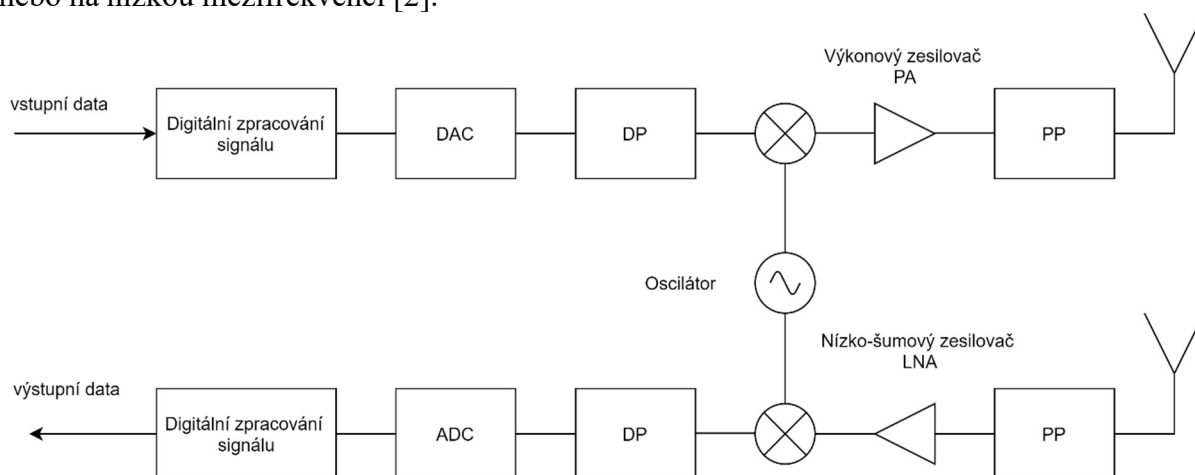
2.1 Úvod

Softwarové rádio SR (Software Radio) je technologie pro bezdrátový přenos. Termín SR (byl vytvořen začátkem 90. let Josephem Mitolou, kde Mitola navrhl, že fyzickými komponentami v ideálním SR by byly pouze anténa a analogově digitální převodník ADC (Analog Digital Converter) na straně přijímače, přičemž vysílač by obsahoval anténu a digitálně analogový převodník DAC (Digital Analog Converter) [2]. Zbývající část přenosu by byla zpracována v digitální části.



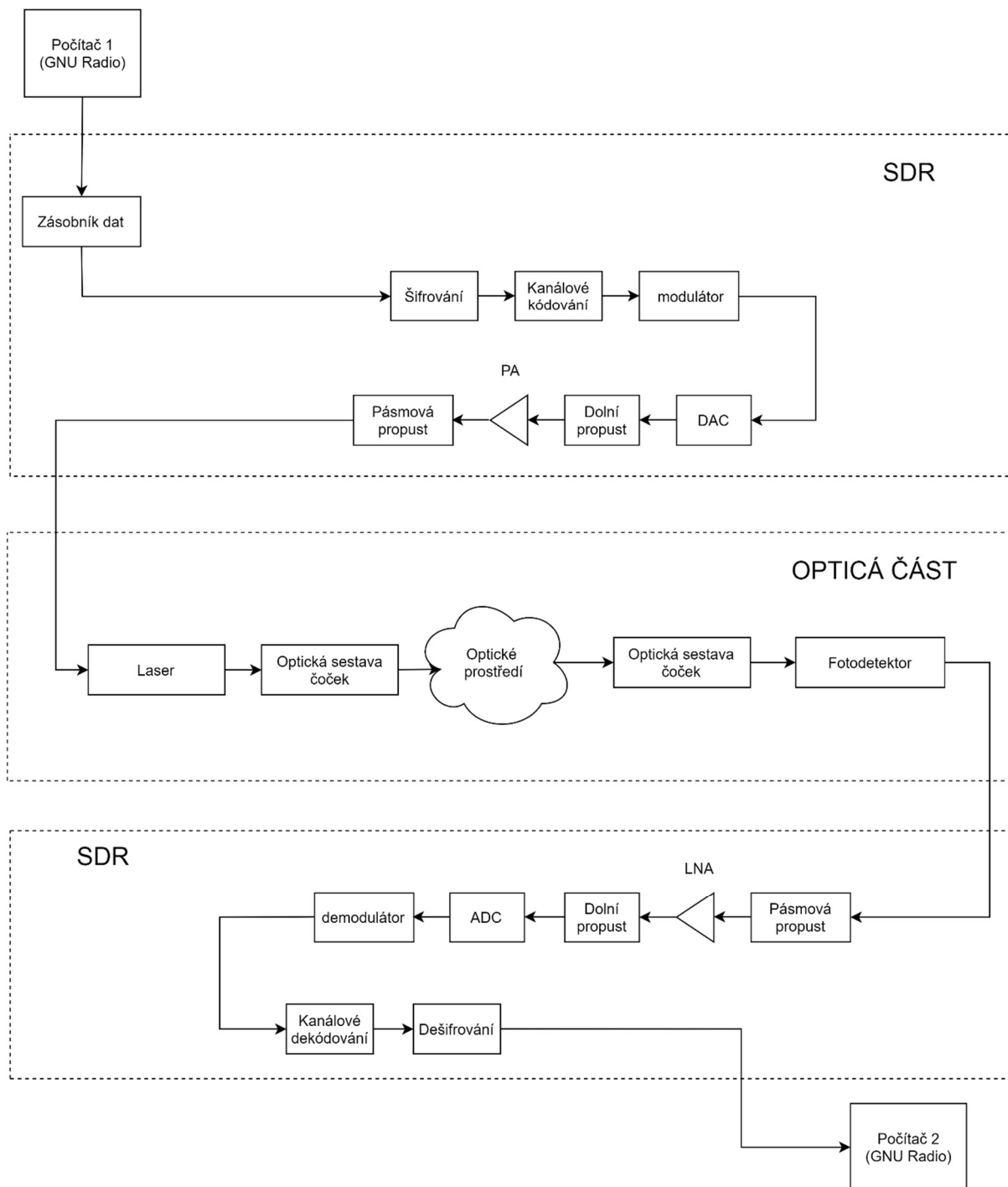
Obrázek 16: Blokové schéma ideálního SR

V praxi je problém realizovat ideální SR, neboť nás omezuje kmitočtový rozsah ADC převodníků, které jsou v současné době realizovatelné jen do několika stovek megahertzů [2]. Kvůli tomu je nutné přidat další analogové bloky pro zpracování signálu. Po přidání dalších analogových bloků již nemluvíme o ideálním SR, ale o softwarově definovaném rádiu SDR (Software Defined Radio). Pomocí analogového směšování (down konverze) snížíme požadavky na ADC převodník a přesuneme digitální zpracování signálu do základního pásma nebo na nízkou mezifrekvenci [2].



Obrázek 17: Blokové schéma SDR

2.2 Optický komunikační řetězec s SDR



Obrázek 18: Blokové schéma optického komunikačního řetězce s SDR

Na obrázku č. 18 je zobrazeno blokové schéma optického komunikačního řetězce s SDR. Z počítače 1 se zahajuje komunikace s SDR pomocí start bitu, kdy následuje posílání dat do zásobníku, kde jsou data průběžně ukládána. Po poslání stop bitu je datový signál kompletní a následuje zpracování datového signálu v rámci SDR. Nejprve prochází signál blokem šifrování, kde probíhá zabezpečení datové informace pomocí veřejných a neveřejných klíčů. Pak následuje blok Kanálové kódování, kde je datový signál zabezpečen proti chybám za pomoci

detekčních kódů. Pak data putují k modulátoru, kde jsou modulována např. QPSK modulací. Následně je datový signál převeden pomocí DAC převodníku na analogový signál, který je filtrován dolní propustí. Pak je zesílen výkonovým zesilovačem a ze zesilovače putuje do pásmové propusti, kde je filtrován. Následně putuje signál z SDR do řídicího laseru, kde je pomocí optického záření přenášen. Ve fotodetektoru je optické záření přijímáno a následně z fotodetektoru putuje analogový signál do pásmové propusti, kde je filtrován, následně je přiveden na vstup nízkošumového zesilovače. Pak je signál filtrován za pomoci dolní propusti. ADC převodníkem je převeden z analogové formy do digitální a následně demodulován. V našem případě při použití QPSK demodulace. Potom jsou ze signálu odebrány zabezpečovací data v bloku kanálové dekódování a dešifrování. Následně jsou data přivedena k počítači 2.

2.3 NI-SRP-2901

NI-SRP-2901 je 2-kanálové SDR, které slouží jako laditelný rádiový / přijímač s plně duplexní funkcí MIMO (Multiple-input multiple-output). Připojení k počítači se provádí pomocí sběrnice USB 2.0 nebo USB 3.0. Frekvenční šířka pásma je 70 MHz – 6 GHz. Další specifikace jsou uvedeny v [11].

3 IMPLEMENTACE MODULAČNÍCH TECHNIK POMOCÍ GNU RADIA

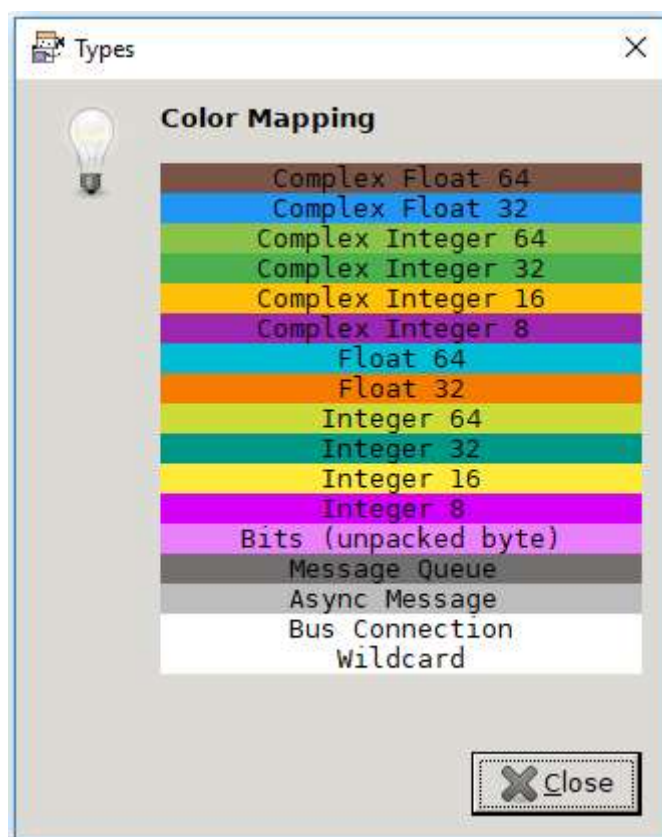
3.1 GNU Radio

3.1.1 Úvod

GNU Radio je bezplatný svobodný softwarový balíček, který poskytuje bloky pro zpracování signálu a pro implementaci softwarových radiostanic. GNU Radio obsahuje existující implementaci modelů kanálů, synchronizační prvky, ekvalizéry, demodulátory, vokodéry, dekodéry a různé další prvky, které se nacházejí v systémech pro zpracování signálů. Důležitou vlastností GNU Radia je, že propojuje jednotlivé bloky a řídí, jak jsou data předávána z jednoho bloku do druhého. Aplikace GNU Radia mohou být napsána v programovacím jazyce C++, nebo Pythonu. Kritická cesta pro zpracování signálu je implementována v jazyce C++ [7].

3.1.2 Datové typy

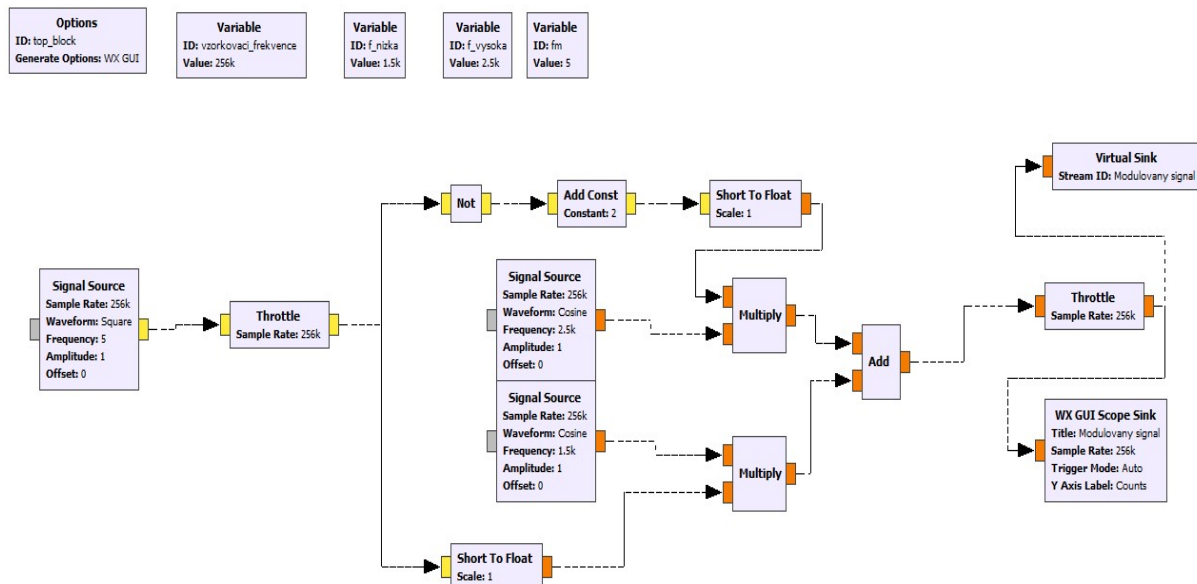
V GNU Radiu je více datových typů, které jsou vzájemně barevně odlišeny. Jednotlivé datové typy jsou uvedeny na následujícím obrázku.



Obrázek 19: Datové typy v GNU Radiu

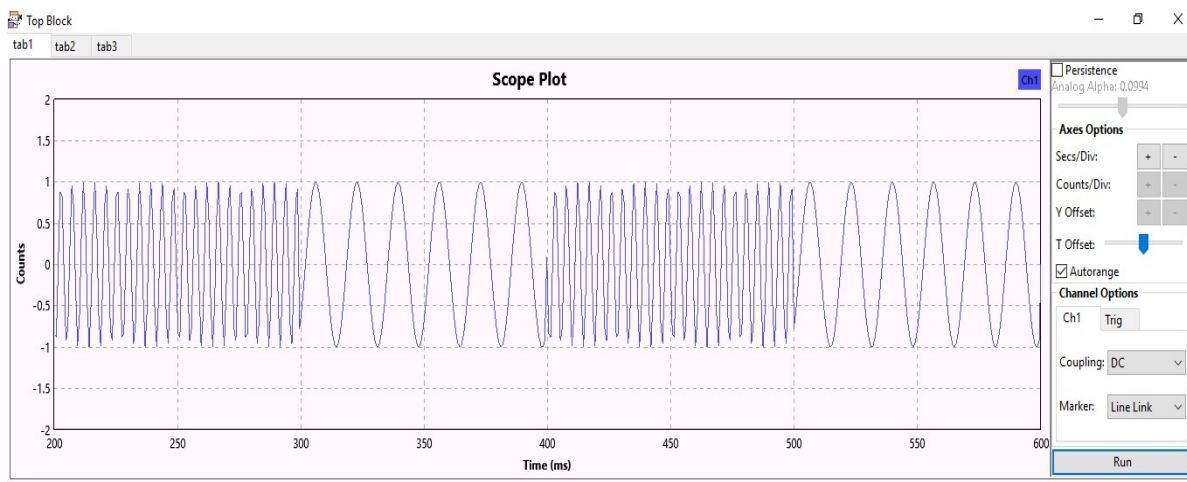
3.2 BFSK modulace

Implementoval jsem BFSK modulátor, který je zobrazen na obrázku č. 20.



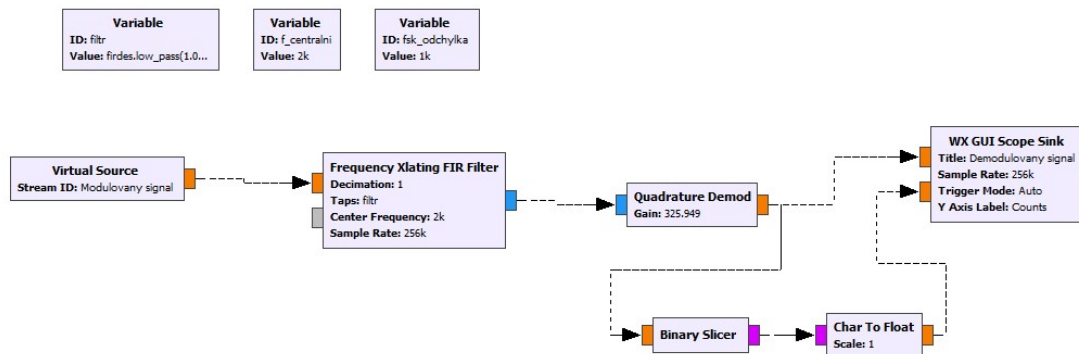
Obrázek 20: Blokové schéma BFSK modulátoru v GNU Radio

Ze schématu je patrné, že blok Signal Source generuje obdelníkový modulační signál, který reprezentuje datovou posloupnost. Throttle blok je zde z důvodu, aby vzorkovací frekvence byla maximálně 256 kHz. Jestliže je modulační signál v log. 1, tak nosná vlna má vyšší frekvenci. V tomto případě 2,5 kHz. Pokud je modulační signál v log. 0, je modulována nižší frekvence s hodnotou 1,5 kHz. Vyšší a nižší frekvence generují dva oscilátory. Jsou to bloky Signal Source. Následně jsou signály sečteny a vzniká jeden modulovaný signál. Blok WX GUI Scope Sink vytváří výsledný graf, který je zobrazen dalším obrázkem.



Obrázek 21: Časový průběh BFSK modulovaného signálu

Blokové schéma BFSK demodulátoru je zobrazeno na obrázku č. 22.



Obrázek 22: Blokové schéma BFSK demodulátoru

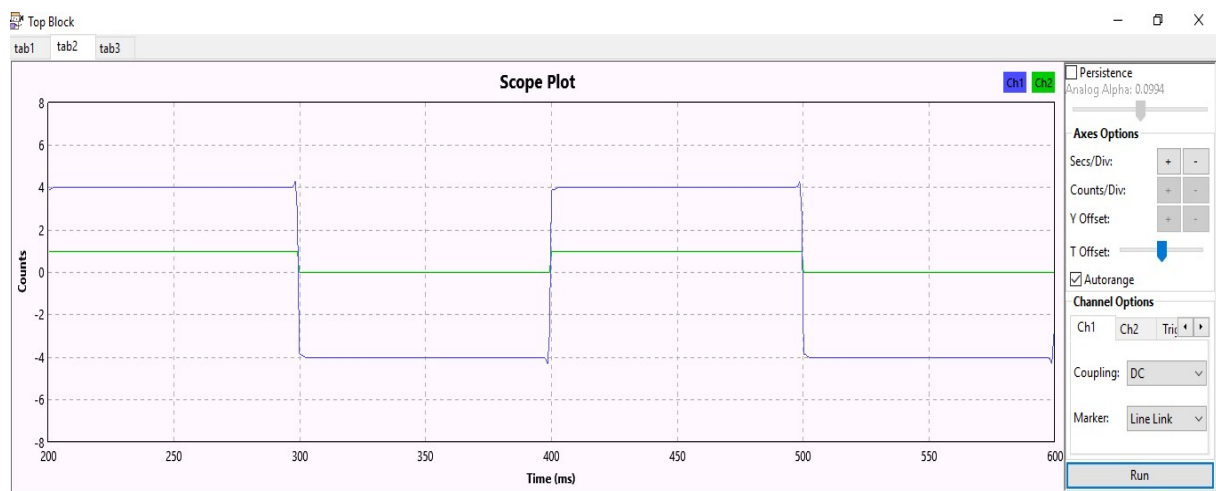
Jedná se o asynchronní demodulátor. Blok Frequency Xlating FIR Filter má za cíl odfiltrovat nežádoucí kmitočty. Střední frekvenci filtru jsem určil následovně:

$$f_c = \frac{f_1 + f_2}{2} = \frac{1,5 \cdot 10^3 + 2,5 \cdot 10^3}{2} = 2 \text{ kHz} \quad (3.1)$$

Šířka pásma mi vyšla takto:

$$B = f_2 - f_1 = 2,5 \cdot 10^3 - 1,5 \cdot 10^3 = 1 \text{ kHz} \quad (3.2)$$

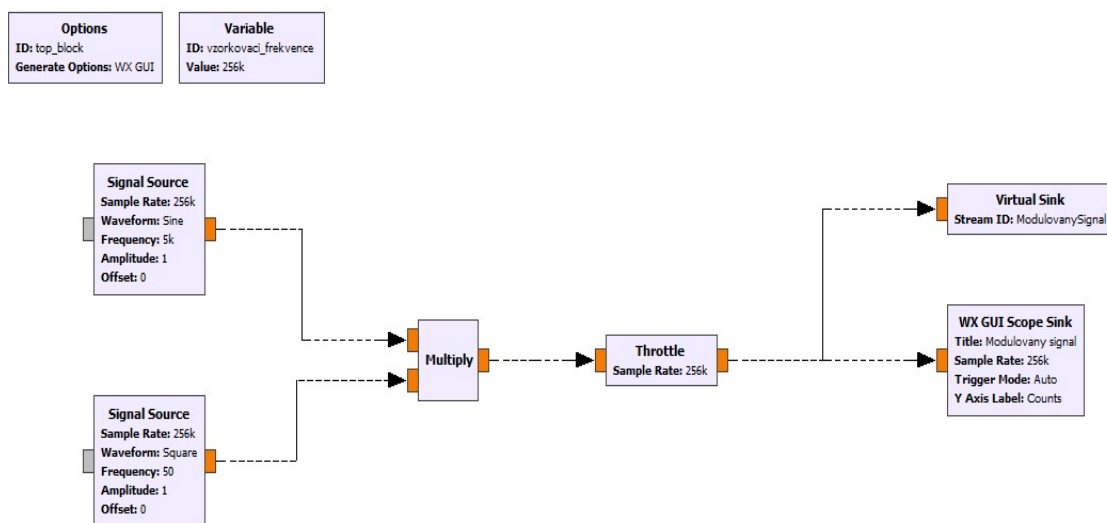
V bloku Quadrature Demod se demoduluje signál. Blok Binary Slicer dává na výstupu log. 0, jestliže je hodnota signálu na vstupu bloku < 0 . Pokud je hodnota signálu ≥ 0 , potom na výstupu je log. 1. Jelikož výstup je formátu char, je zde přetypování na datový typ float. Výsledek je zobrazen pomocí bloku WX GUI Scope Sink.



Obrázek 23: Časový průběh BFSK demodulovaného signálu

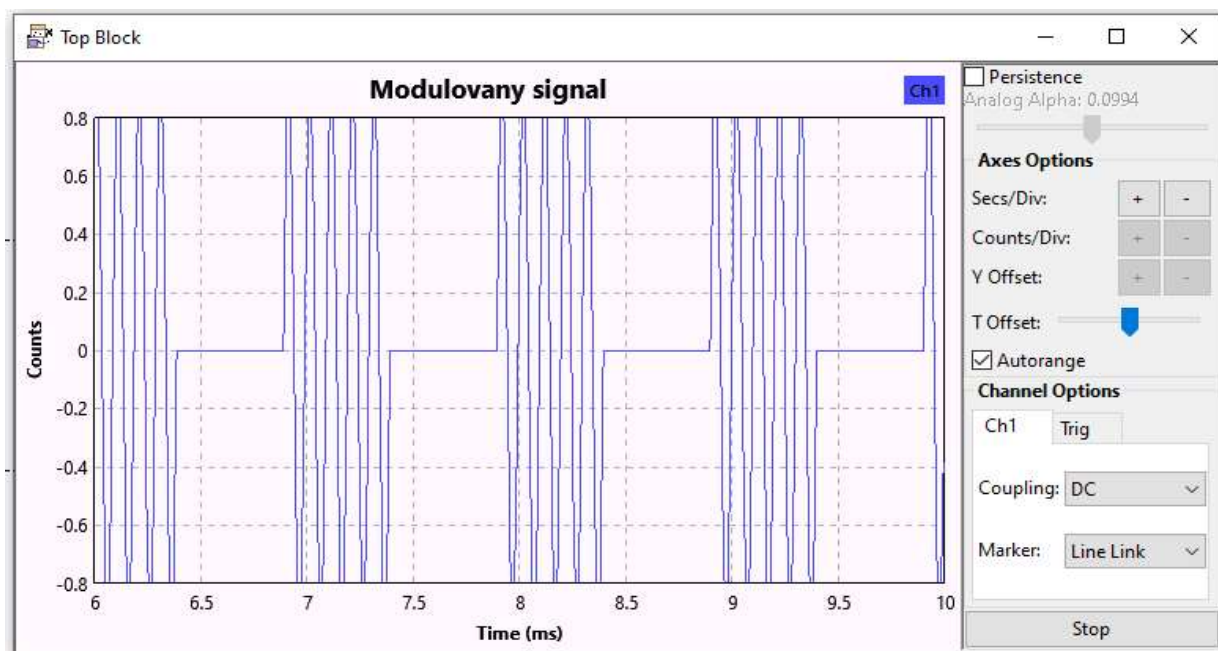
3.3 OOK modulace

Implementoval jsem OOK modulátor, který je zobrazen na obrázku č. 24.



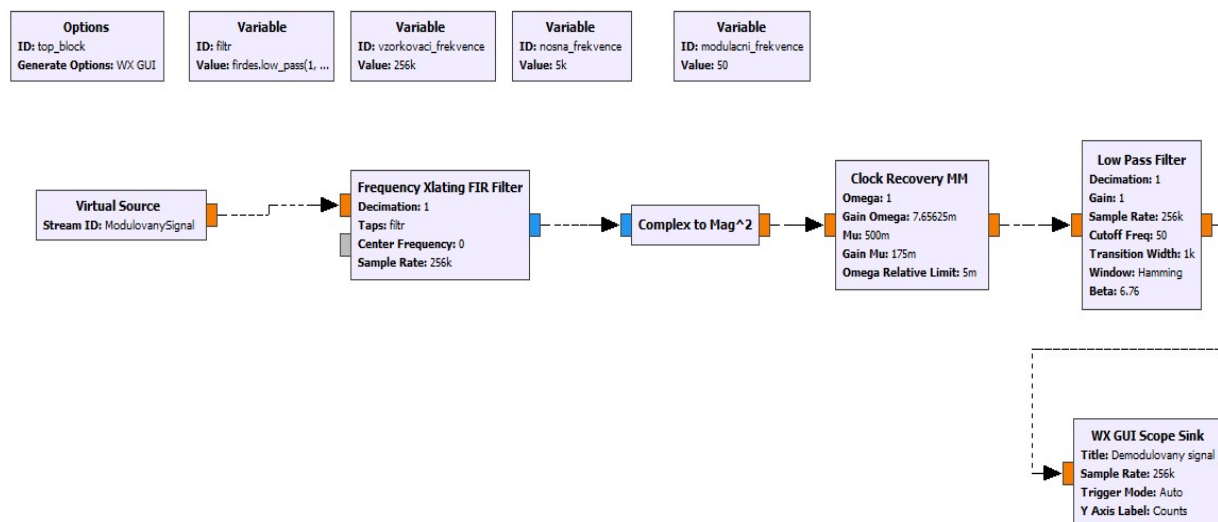
Obrázek 24: Blokové schéma OOK modulátoru

V OOK modulátoru jsou použity dva zdroje signálu. Jeden jako vysokofrekvenční signál a druhý jako obdelníkový signál reprezentující datovou posloupnost. Následně jsou signály násobeny v bloku Multiply. Když je hodnota na úrovni log. 1, tak je vysílán signál s příslušnou amplitudou. Pokud je hodnota na úrovni log. 0, tak vysílaný signál má nulovou amplitudu.

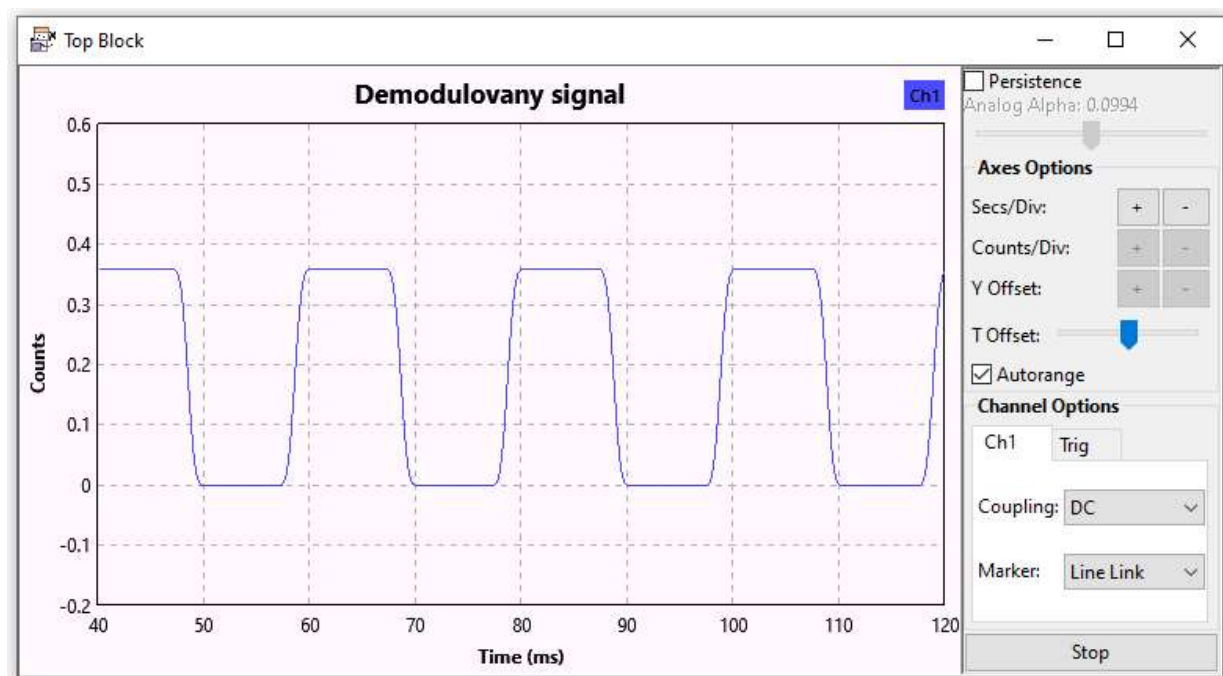


Obrázek 25: Časový průběh OOK modulovaného signálu

V OOK demodulátoru je přijímaný signál filtrován přes Frequency Xlating FIR Filter. Následně se pomocí bloku Complex to Mag² spočítá velikost fázoru. Pak je potřeba pomocí bloku Clock Recovery MM dekódovat signál, abychom mohli dostat původní signál.



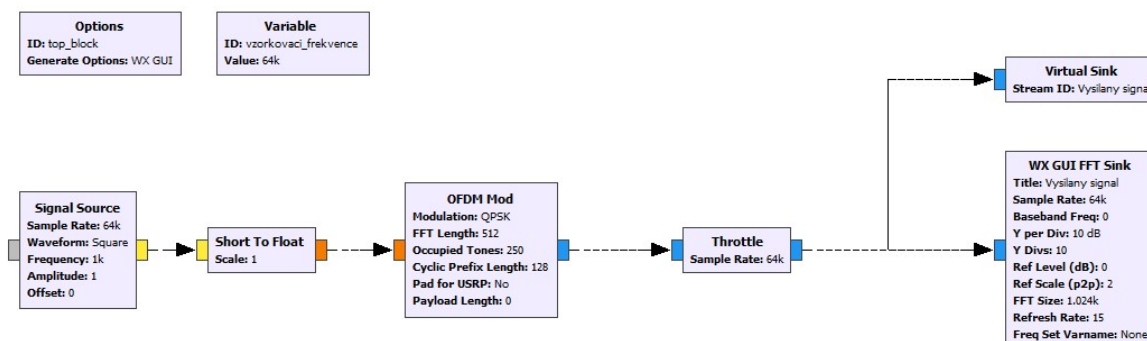
Obrázek 26: Blokové schéma OOK demodulátoru



Obrázek 27: Časový průběh OOK demodulovaného signálu

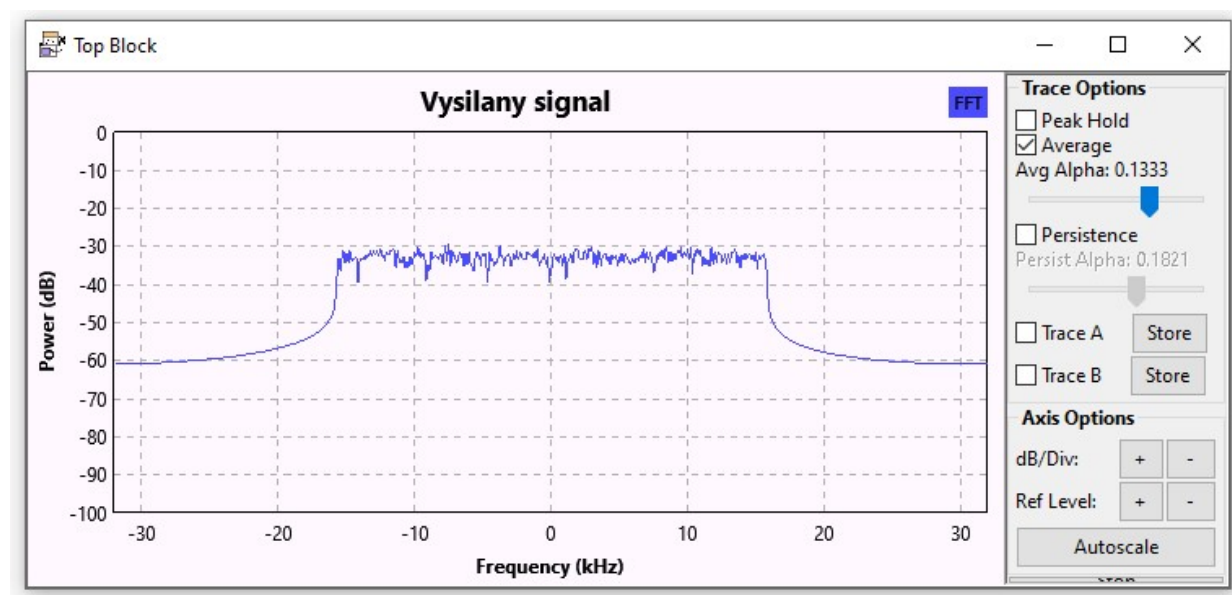
3.4 OFDM modulace

Implementoval jsem OFDM modulátor, který je zobrazen na obrázku č. 28.



Obrázek 28: Blokové schéma OFDM modulátoru

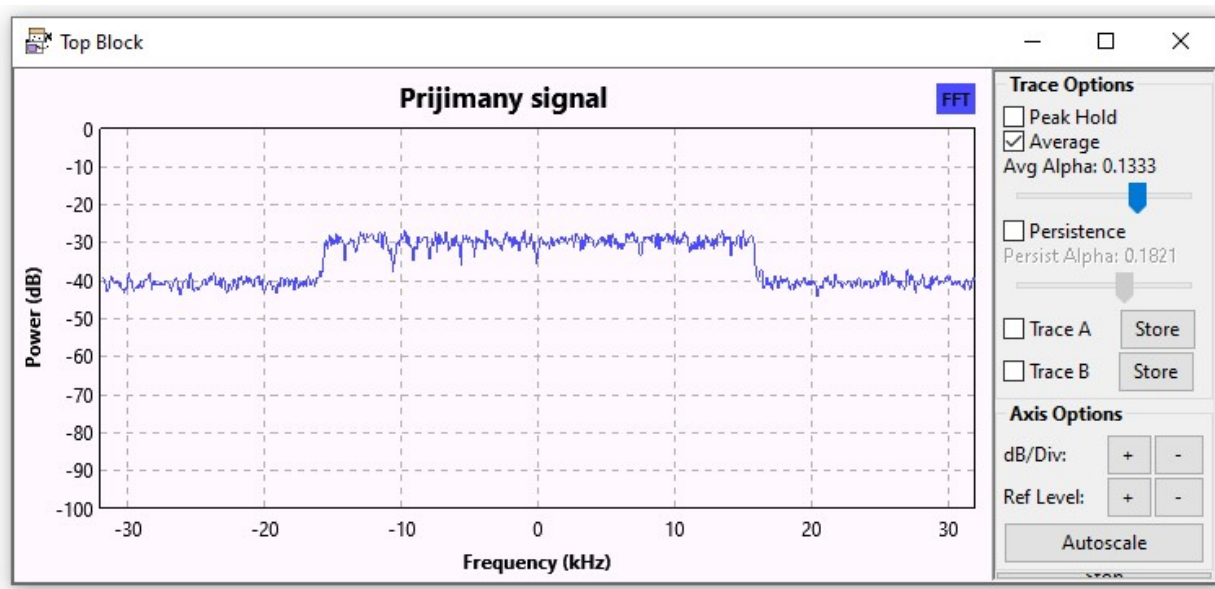
V Blokovém schématu OFDM modulátoru je blok Signal Source, který generuje obdelníkový datový signál. Generovaný signál je pomocí bloku Short To Float přetypován z datového typu Short na typ Float a následně putuje do bloku OFDM Mod, který moduluje vstupní data pomocí OFDM modulace. OFDM Mod nabízí BPSK, QPSK, 8-PSK, 8-QAM, 16-QAM, 64-QAM a 256-QAM modulační formáty. Já jsem vybral QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) modulaci. Dále je zde možné nastavit počet subnosných frekvencí (Occupied Tones). Počet subnosných frekvencí jsem nastavil na hodnotu 250. Nastavuje se zde také délka rychlé Fourierovy transformace FFT (FFT Length), kterou jsem nastavil na hodnotu 512. Nakonec se zde ještě nastavuje ochranný interval s cyklickou předponou pro ochranu před ISI (Cyclic Prefix Length). Nastavil jsem jej na hodnotu 128 μ s. Pomocí bloku WX GUI FFT Sink je zobrazeno spektrum vysílaného signálu modulovaného OFDM modulací.



Obrázek 29: Frekvenční spektrum OFDM vysílaného signálu

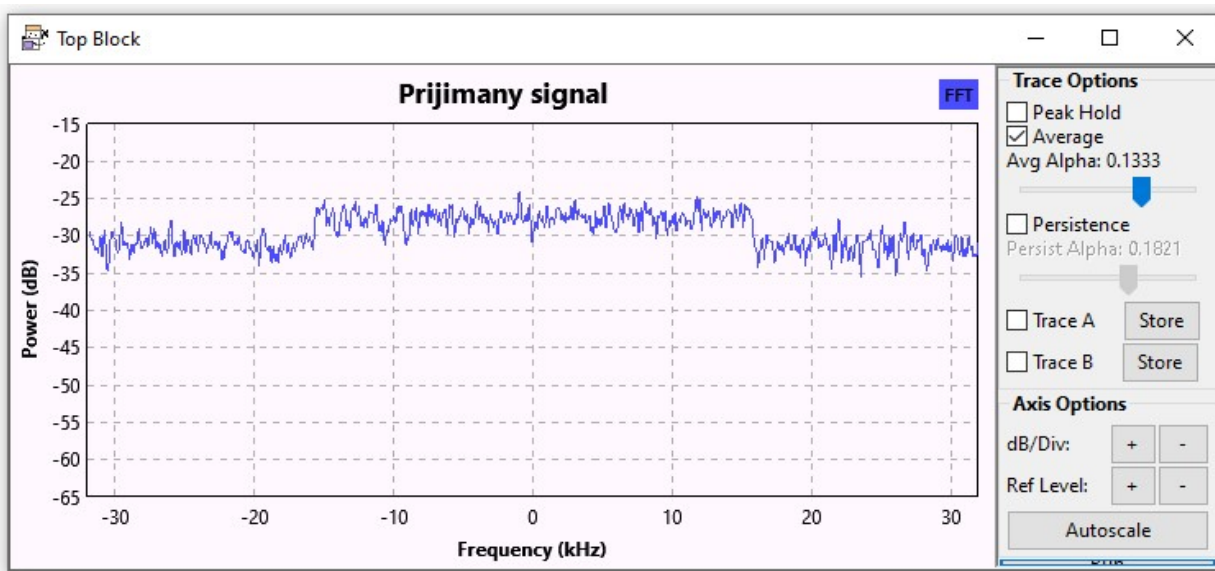
3.4.1 Vliv AWGN na přijímaný signál

Pomocí bloku Channel Model jsem k vysílanému signálu přidal AWGN. Postupně jsem zvyšoval úroveň šumu, tak, abych zjistil, při jaké úrovni je již signál „utopen“ v šumu. Na obrázku č. 30 je přijímaný signál pro úroveň *Noise Voltage* = 300 mV.



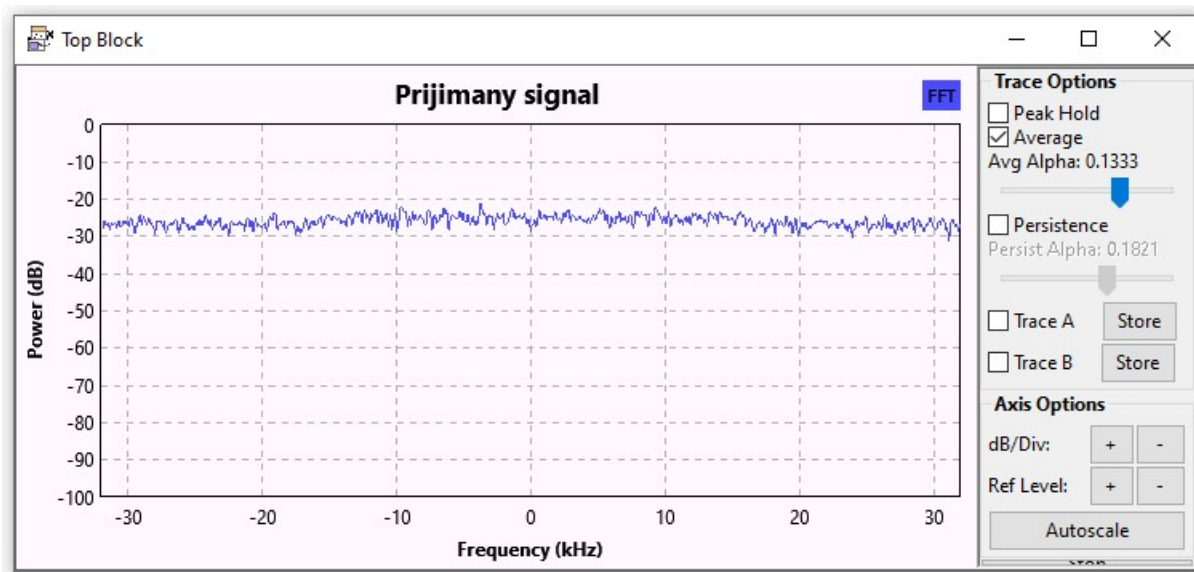
Obrázek 30: Frekvenční spektrum OFDM přijímaného signálu (*Noise Voltage* = 300 mV)

Při zvýšení úrovně *Noise Voltage* na hodnotu 900 mV dochází k degradaci kvality přijímaného signálu, který je zobrazen na obrázku č. 31.



Obrázek 31: Frekvenční spektrum OFDM přijímaného signálu (*Noise Voltage* = 900 mV)

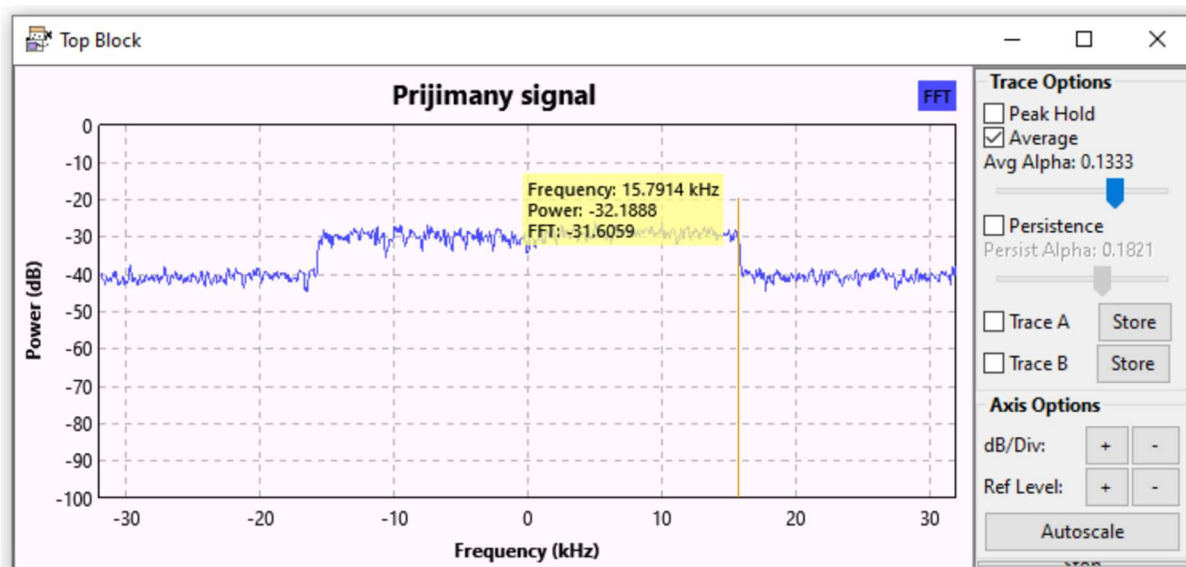
Pro hodnotu $\text{Noise Voltage} = 1,5 \text{ V}$ je již degradace přijímaného signálu příliš velká a přijímaný signál je „utopen“ v šumu.



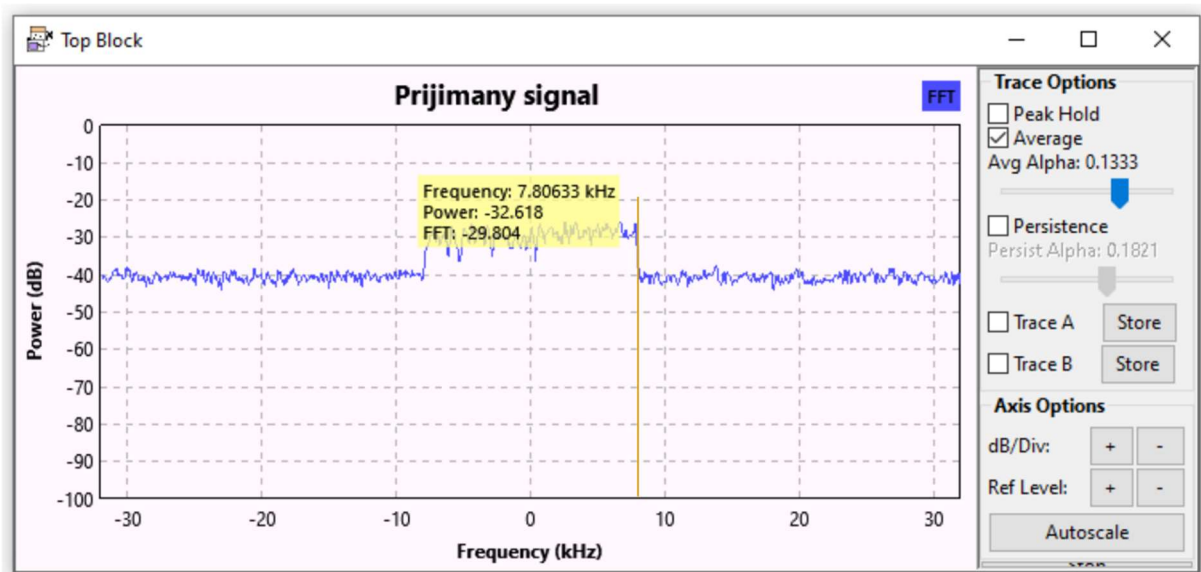
Obrázek 32: Frekvenční spektrum OFDM přijímaného signálu ($\text{Noise Voltage} = 1,5 \text{ V}$)

3.4.2 Závislost šířky pásma na délce FFT

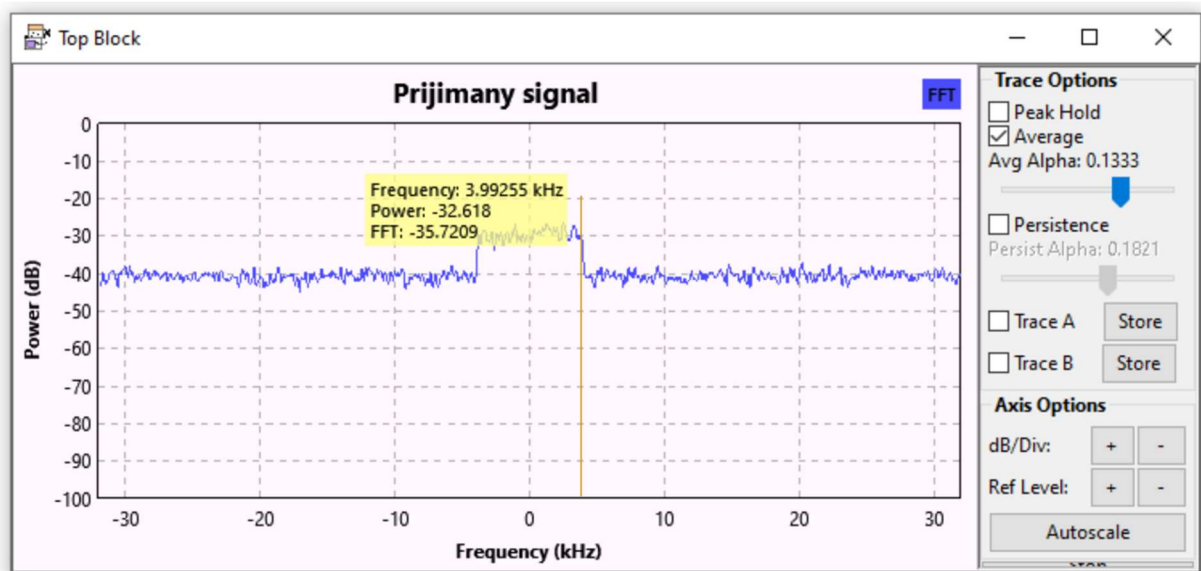
Z principu OFDM modulace plyne, že šířka pásma je závislá na použité délce FFT, neboť při zvyšující se délce FFT se snižuje šířka pásma. Abych tento předpoklad ověřil, tak jsem změřil šířku pásma pro různé hodnoty délky FFT za podmínky ceteris paribus s těmito parametry (QPSK modulace , $\text{Occupied Tones} = 250$, $\text{Cyclic Prefix Length} = 128 \mu\text{s}$, $\text{Noise Voltage} = 300 \text{ mV}$, $f_s = 64 \text{ kHz}$). Níže jsou uvedené výsledky.



Obrázek 33: Frekvenční spektrum OFDM přijímaného signálu ($\text{FFT Length} = 512$)



Obrázek 34: Frekvenční spektrum OFDM přijímaného signálu (FFT Length = 1024)



Obrázek 35: Frekvenční spektrum OFDM přijímaného signálu (FFT Length = 2048)

Z naměřených dat jsem určil prozkoumávané šířky pásma. Šířku pásma pro $FFT\ Length = 512$ jsem určil takto:

$$B_{FFT_512} = 2f_{max} = 2 \cdot 15,79 \cdot 10^3 = 31,58\ kHz \quad (3.3)$$

kde f_{max} je mezní frekvence. Šířka pásma pro $FFT\ Length = 1024$ je rovna:

$$B_{FFT_1024} = 2f_{max} = 2 \cdot 7,806 \cdot 10^3 = 15,61\ kHz \quad (3.4)$$

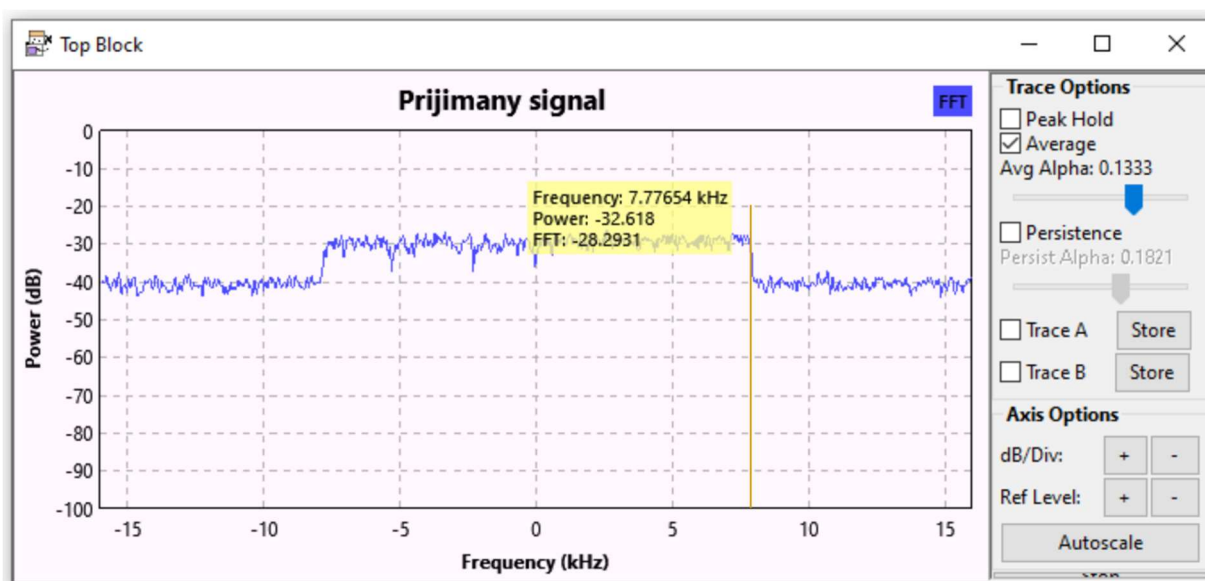
Pro $FFT\ Length = 2048$ je pak rovna:

$$B_{FFT_2048} = 2f_{max} = 2 \cdot 3,993 \cdot 10^3 = 7,986\ kHz \quad (3.5)$$

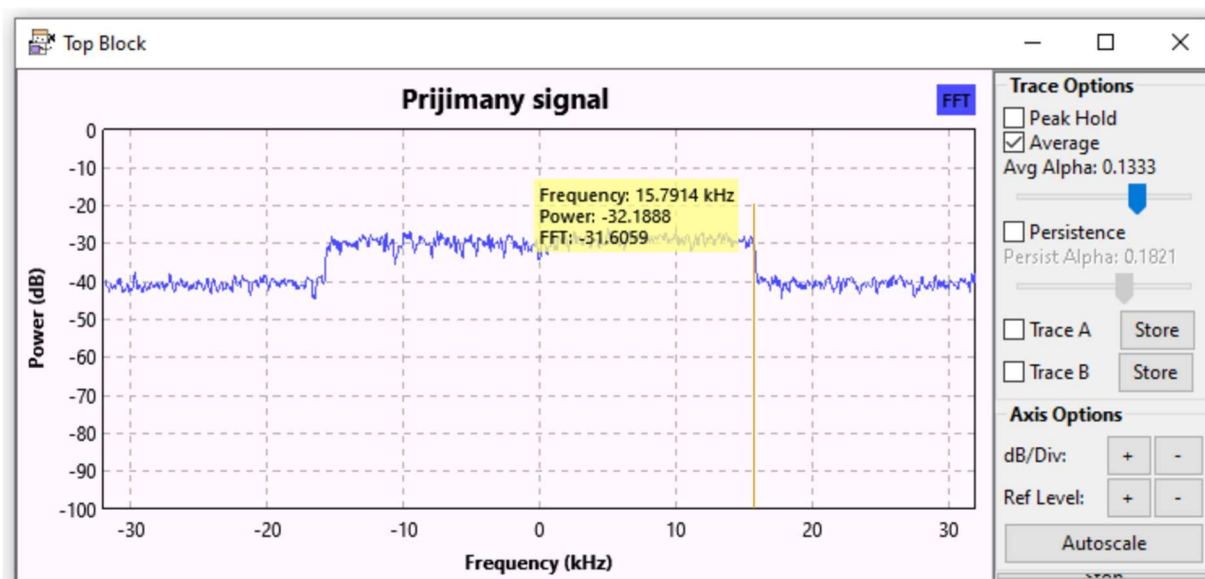
Z naměřených dat tedy vyplývá, že předpoklad je potvrzen, neboť na základě naměřených dat plyne, že se vzrůstající délkou FFT klesá šířka pásma a naopak, při snižování délky FFT šířka pásma roste.

3.4.3 Závislost šířky pásma na vzorkovací frekvenci

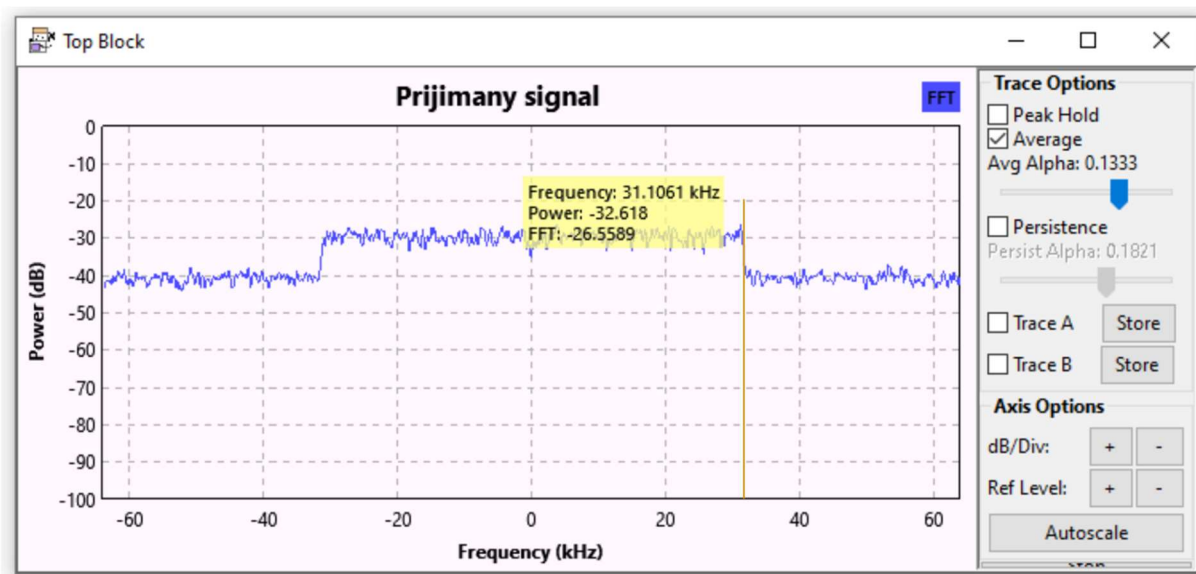
Na základě teoretického předpokladu závislosti šířky pásma na vzorkovací frekvenci předpokládám, že při snižování či zvyšování vzorkovací frekvence f_s se bude také snižovat či zvyšovat šířka pásma. Na základě tohoto předpokladu jsem provedl následující měření za podmínky ceteris paribus s těmito parametry (*QPSK modulation*, *Occupied Tones* = 250, *Cyclic Prefix Length* = 128 μ s, *Noise Voltage* = 300 mV, *FFT Length* = 512). Níže jsou uvedené výsledky.



Obrázek 36: Frekvenční spektrum OFDM přijímaného signálu ($f_s = 32$ kHz)



Obrázek 37: Frekvenční spektrum OFDM přijímaného signálu ($f_s = 64$ kHz)



Obrázek 38: Frekvenční spektrum OFDM přijímaného signálu ($f_s = 128 \text{ kHz}$)

Z naměřených dat jsem určil prozkoumávané šířky pásma. Šířka pásma pro vzorkovací frekvenci $f_s = 32 \text{ kHz}$ vyšla následovně:

$$B_{f_s_{32}} = 2f_{max} = 2 \cdot 7,777 \cdot 10^3 = 15,55 \text{ kHz} \quad (3.6)$$

pro $f_s = 64 \text{ kHz}$ je rovna:

$$B_{f_s_{64}} = 2f_{max} = 2 \cdot 15,79 \cdot 10^3 = 31,58 \text{ kHz} \quad (3.7)$$

a pro $f_s = 128 \text{ kHz}$ je rovna:

$$B_{f_s_{128}} = 2f_{max} = 2 \cdot 31,11 \cdot 10^3 = 62,22 \text{ kHz} \quad (3.8)$$

Na základě naměřených dat lze tedy konstatovat, že se potvrdila teoretická závislost šířky pásma na vzorkovací frekvenci, kdy se vzrůstající vzorkovací frekvenci roste šířka pásma, a kdy naopak s klesající vzorkovací frekvencí šířka pásma klesá.

4 CHYBOVOST MODULACÍ V KOMUNIKAČNÍM KANÁLU

4.1 Úvod

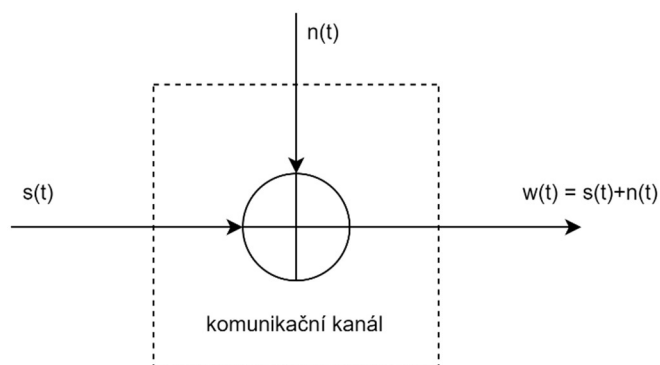
Abychom porovnali různé modulační techniky, tak je musíme porovnat určitými ukazateli. Jedním z těchto ukazatelů je bitová chybovost BER (Bit Error Rate). Obecně se dá zapsat BER takto:

$$BER = \frac{\text{počet chybně přijatých bitů za čas } T}{\text{celkový počet přijatých bitů za čas } T} \quad (4.1)$$

Pro určení chybovosti příjmu dat pro různé modulace se často můžeme setkat s parametrem P_s , který určuje symbolovou chybovost. Abychom získali pravděpodobnost chyby v přenosu bitu, je potřeba převést symbolovou chybovost P_s pomocí vzájemných převodních vztahů na bitovou chybovost P_b [9].

4.2 Komunikační kanál s AWGN

Komunikační kanál s aditivním bílým Gaussovým šumem AWGN (Additive White Gaussian Noise) je na obrázku č. 39.



Obrázek 39: Blokové schéma komunikačního kanálu s AWGN

Vstupní signál $s(t)$ je vysílán přes komunikační kanál, kde se k němu vlivem přírodních rušivých zdrojů přičítá bílý Gaussový šum $n(t)$ a přijímaný signál $w(t)$ tak díky těmto vlivům obsahuje šumovou složku. Dále uvedené chybovosti budou uvažovány za předpokladu kanálu s AWGN.

4.3 Teoretická chybovost digitálních modulací v základním frekvenčním pásmu

4.3.1 OOK modulace

Pro OOK modulaci je bitová a symbolová chybovost rovna [3]:

$$P_b = P_s = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (4.2)$$

kde $Q(x)$ značí doplňkovou distribuční funkci.

4.3.2 PPM modulace

Pro PPM modulaci na základě tvrdě rozhodovacího dekodování (Hard decision decoding) je pravděpodobnost chyby slotu P_{slot} dána [3]:

$$P_{slot} = P(0)Q\left(\frac{\alpha_{T-opt}}{\sqrt{N_0/2}}\right) + P(1)Q\left(\frac{\sqrt{E_s} - \alpha_{T-opt}}{\sqrt{N_0/2}}\right) \quad (4.3)$$

kde α_{T-opt} je optimální úroveň rozhodovací úrovně, E_s je energie na slot a $P(0)$ a $P(1)$ reprezentují pravděpodobnost získání prázdného slotu a impulsu. $P(0)$ a $P(1)$ se vypočítají následovně [3]:

$$P(0) = \frac{(L_{slot}-1)}{L_{slot}} \quad (4.4)$$

$$P(1) = \frac{1}{L_{slot}} \quad (4.5)$$

kde L_{slot} je počet slotů. Pro nízkou pravděpodobnost chyby se může α_T vyjádřit jako $\sqrt{(E_s/2)}$ a slotovou chybovost potom upravit na [3]:

$$P_{slot} = Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{2N_0}}\right) \quad (4.6)$$

Symbolová chybovost je rovna [3]:

$$P_s = 1 - (1 - P_{slot})^{L_{slot}} \quad (4.7)$$

Pro výpočet bitové chybovosti je vztah potom [3]:

$$P_b = \frac{L_{slot}/2}{L_{slot}-1} P_s \quad (4.8)$$

4.3.3 DPIM modulace

Vzhledem k tomu, že DPIM modulace má proměnlivou symbolovou délku, tak je problematické určit BER [3]. Proto je pro určení chybovosti příjmu lepší použít SER (Symbol Error Rate). Pro DPIM typu NGB můžeme psát pro slotovou chybovost [3]:

$$P_{slot} = P(0)Q\left(\frac{\alpha_{T-op}}{\sqrt{N_0/2}}\right) + P(1)Q\left(\frac{\sqrt{E_s}-\alpha_{T-opt}}{\sqrt{N_0/2}}\right) \quad (4.9)$$

přičemž $P(0)$ a $P(1)$ jsou rovny [3]:

$$P(0) = \frac{\bar{L}_{DPIM}-1}{\bar{L}_{DPIM}} \quad (4.10)$$

$$P(1) = \frac{1}{\bar{L}_{DPIM}} \quad (4.11)$$

kde \bar{L}_{DPIM} je průměrná délka symbolu. Pro nízkou pravděpodobnost chyby se může α_T vyjádřit jako $\sqrt{(E_s/2)}$ a slotovou chybovost potom upravit na [3]:

$$P_{slot} = Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{2N_0}}\right) \quad (4.12)$$

Po zjednodušení můžeme symbolovou chybovost zapsat jako [3]:

$$P_s = Q\left(\sqrt{n\bar{L}_{DP} \frac{E_s}{2N_0}}\right) \quad (4.13)$$

kde n označuje počet bitů a \bar{L}_{DPIM} je rovno [3]:

$$\bar{L}_{DPIM} = \frac{2^{n+1}}{2} \quad (4.14)$$

4.3.4 DH-PIM modulace

Stejně jako u DPIM modulace je problematické určit BER z důvodu rozdílných délek symbolů. Slotová chybovost DH-PIM modulace může být vyjádřena následovně [3]:

$$P_{slot} = \frac{1}{4\bar{L}_{DH-PIM}} \left[(4\bar{L}_{DH-PIM} - 3\alpha)Q\left(\frac{\mu k R \bar{P}_r}{\sqrt{N_0 R_b}}\right) + 3\alpha Q\left(\frac{\mu(1-k)R\bar{P}_r}{\sqrt{N_0 R_b}}\right) \right] \quad (4.15)$$

kde \bar{L}_{DH-PIM} je průměrná délka symbolu, α je přirozené číslo, k reprezentuje rozhodovací úroveň, R je responzivita fotodetektoru, \bar{P}_r je průměrný vyzáření optický výkon, R_b je bitová rychlost a μ je rovno [3]:

$$\mu = \sqrt{\frac{32n\bar{L}_{DH-P}}{9\alpha^2}} \quad (4.16)$$

Po zjednodušení lze určit symbolovou chybovost jako [3]:

$$P_s = Q\left(\sqrt{\frac{8n\bar{L}_{DH-PIM}}{9\alpha^2} \frac{E_s}{N_0}}\right) \quad (4.17)$$

4.4 Teoretická chybovost digitálních modulací pásmového signálu

4.4.1 ASK modulace

Pro koherentní demodulaci BASK modulace platí pro bitovou a symbolovou chybovost následující vztah [12]:

$$P_b = P_s = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{2N_0}}\right) \quad (4.18)$$

kde $\operatorname{erfc}(x)$ je doplňková chybová funkce, E_b je energie na bit a N_0 reprezentuje výkonovou spektrální hustotu šumu. Poměr E_b/N_0 se označuje jako normovaný poměr signál k šumu. Pro nekoherentní demodulaci BASK je potom chybovost rovna [12]:

$$P_b = P_s = \frac{1}{2} \left(1 + \left(2\pi \frac{E_b}{N_0}\right)^{-\frac{1}{2}}\right) e^{-\frac{E_b}{2N_0}} \quad (4.19)$$

Pro vícestavové klíčování je vzorec pro symbolovou chybovost roven [12]:

$$P_s = \frac{M-1}{M} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_s}{N_0} \cdot \frac{3}{M^2-1}}\right) \quad (4.20)$$

kde E_s značí energii připadající na symbol a M označuje počet stavů modulace. Pro bitovou chybovost platí potom vztah [12]:

$$P_b = \frac{M-1}{M \log_2 M} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0} \cdot \frac{3 \log_2 M}{M^2-1}}\right) \quad (4.21)$$

4.4.2 PSK modulace

Pro BPSK demodulaci (uveden je vzorec pouze pro koherentní demodulaci, neboť nekoherentní nelze provést [12]) platí následující vztah pro symbolovou a bitovou chybovost [2]:

$$P_b = P_s = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (4.22)$$

Pro vícestavové klíčování je vzorec pro symbolovou chybovost roven [12]:

$$P_s = \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_s}{N_0}} \sin \left(\frac{\pi}{M} \right) \right) \quad (4.23)$$

a pro bitovou chybovost tedy [12]:

$$P_b = \frac{1}{\log_2 M} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b \log_2 M}{N_0}} \sin \left(\frac{\pi}{M} \right) \right) \quad (4.24)$$

4.4.3 FSK modulace

Pro koherentní BFSK demodulaci platí následující vztah pro symbolovou a bitovou chybovost [2]:

$$P_b = P_s = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{2N_0}} \right) \quad (4.25)$$

Pro nekoherentní BFSK demodulaci je vztah roven [12]:

$$P_b = \frac{1}{2} e^{-\frac{E_b}{2N_0}} \quad (4.26)$$

Pro vícestavové klíčování je vzorec pro symbolovou chybovost roven [12]:

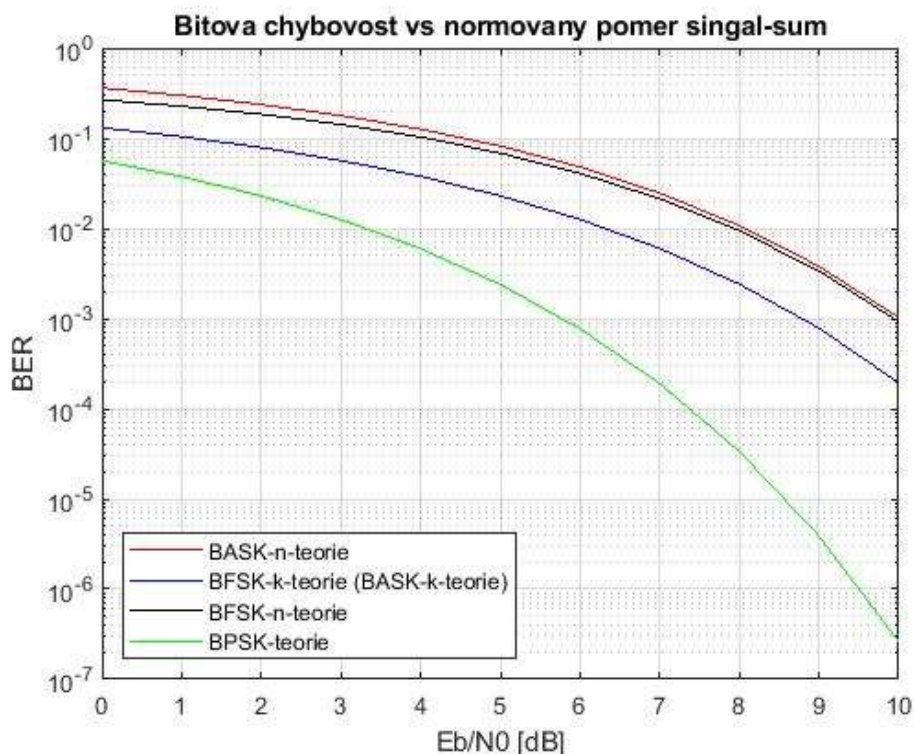
$$P_s = \frac{M-1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_s}{2N_0}} \right) \quad (4.27)$$

a pro bitovou chybovost tedy platí [12]:

$$P_b = \frac{M}{4} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b \log_2 M}{2N_0}} \right) \quad (4.28)$$

4.5 Porovnání chybovosti modulací v SW MATLAB

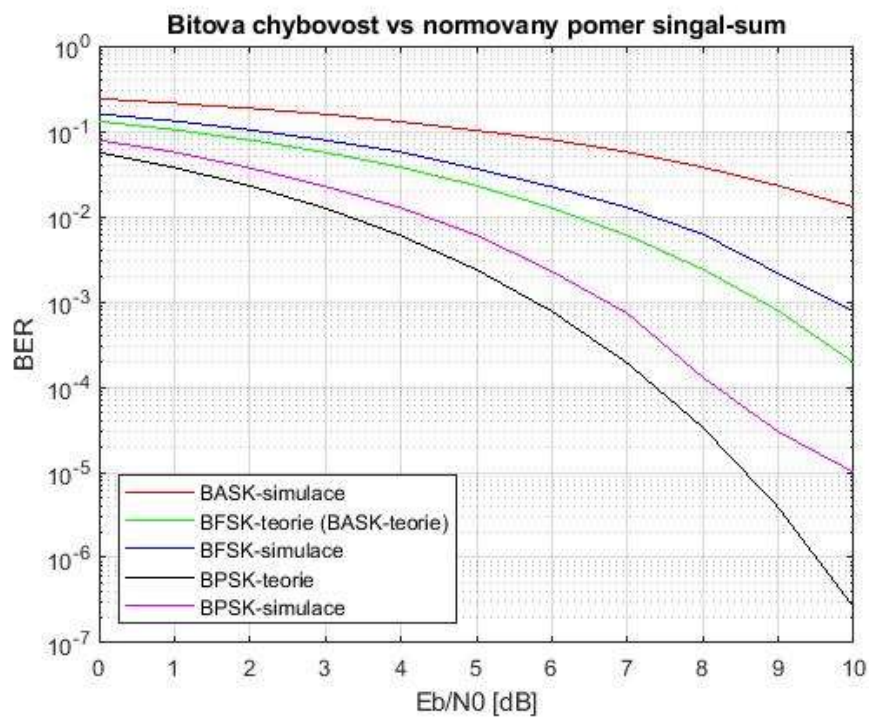
Na obrázku č. 40 je zobrazena teoretická závislost bitové chybovosti pro normovaný poměr signál-šum pro dvoustavová klíčování.



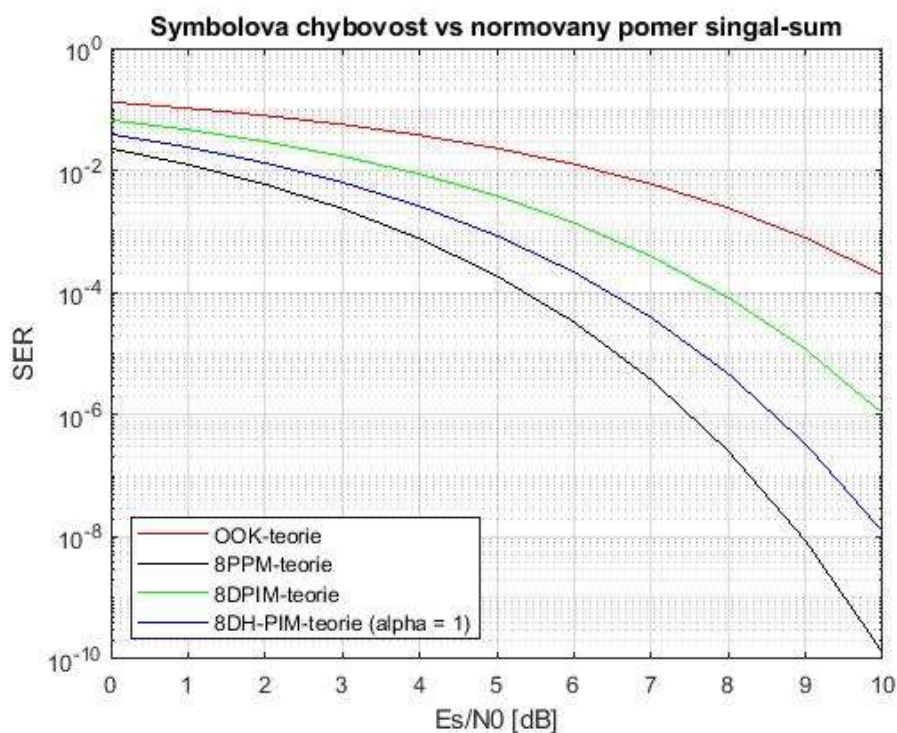
Obrázek 40: Teoretická bitová chybovost dvoustavových klíčování pro normovaný poměr signál-šum

Z obrázku je zřejmé, že nejvyšší bitovou chybovost má modulace BASK při nekoherentní demodulaci. Nejnižší bitovou chybovost má modulace BPSK. Při porovnání koherentní a nekoherentní demodulace u BFSK lze vypořádkovat, že nekoherentní demodulace má vyšší bitovou chybovost. Teoretický vztah pro koherentní demodulaci u BFSK a pro koherentní demodulaci u BASK při 100 % hloubce modulace je stejný, a proto teoretická bitová chybovost vychází stejně.

Na obrázku č. 41 jsou zobrazeny simulované a teoretické průběhy bitové chybovosti pro dvoustavová klíčování. Jedná se o koherentní demodulace. Největší bitovou chybovost má simulovaná BASK modulace. Nejmenší bitovou chybovost vykazuje průběh BPSK modulace podle teoretického výpočtu. Můžeme si všimnout, že simulované bitové chybovosti jsou u každé modulace vyšší než teoretické bitové chybovosti.

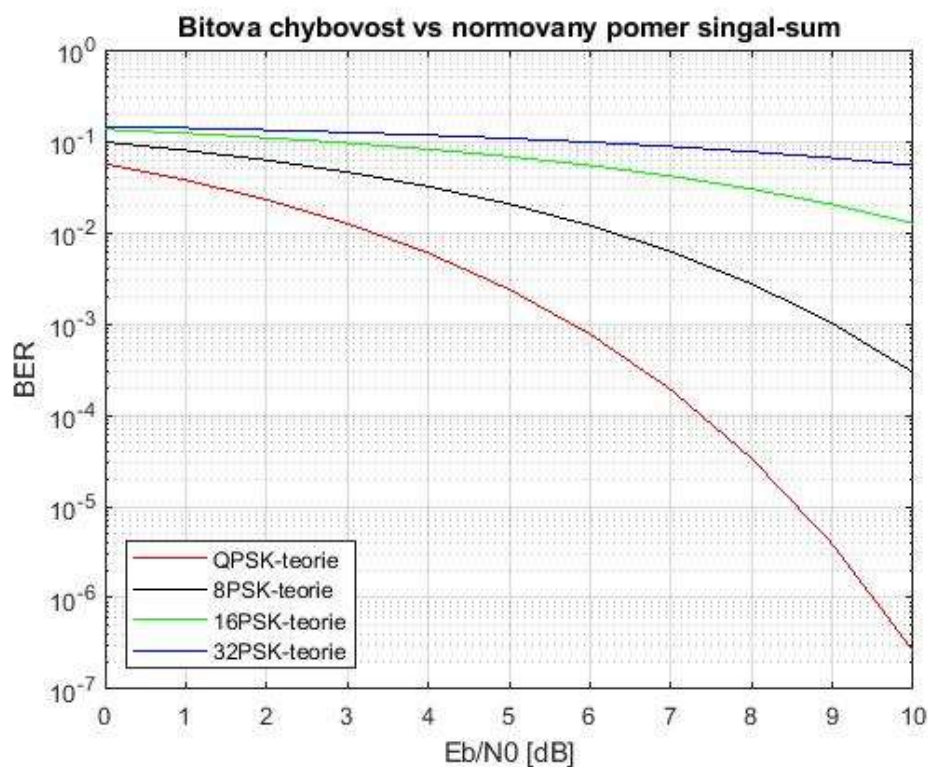


Obrázek 41: Bitová chybovost dvoustavových klíčování pro normovaný poměr signál-šum



Obrázek 42: Symbolová teoretická chybovost modulací v základním pásmu pro normovaný poměr signál-šum

Na obrázku č. 42 je zobrazena symbolová teoretická chybovost modulací v základním pásmu pro normovaný poměr signál-šum. Místo BER je zde uvedeno SER z důvodu porovnání s intervalovými modulacemi. Z obrázku lze vypožorovat, že největší chybovostí trpí OOK modulace. Nejmenší chybovost vyšla pro 8PPM modulaci.



Obrázek 43: Teoretická bitová chybovost PSK modulací pro normovaný poměr signál-šum

Na obrázku č. 43 je zobrazena Teoretická bitová chybovost PSK modulací pro normovaný poměr signál-šum. Lze vypožorovat, že se vzrůstajícím počet stavů modulace roste bitová chybovost.

ZÁVĚR

V práci bylo pojednáno o modulačních technikách OOK, PAM, PPM, DPIM a DH-PIM, které se používají v optických bezdrátových komunikacích. Byly rovněž uvedeny modulace ASK, FSK, PSK, QAM a OFDM. Práce se rovněž zabývala SDR a jeho použitím v optickém komunikačním řetězci.

Implementoval jsem FSK modulaci pomocí softwarového prostředí GNU Radia. Následně jsem implementoval OOK modulaci, neboť je to nejvíce používaná modulační technika v optických bezdrátových komunikacích. Následně jsem implementoval OFDM modulaci, neboť poskytuje vůči jiným druhům modulací lepší ochranu před ISI, díky ochrannému intervalu s cyklickou předponou. Dále jsem proměřil závislost šířky pásma na délce FFT u OFDM modulace. Kdy se mi potvrdil teoretický předpoklad, že se vzrůstající délkou FFT klesá šířka pásma OFDM modulace, a naopak s klesající hodnotou FFT šířka pásma roste. Proměřil jsem rovněž závislost šířky pásma OFDM modulace na vzorkovací frekvenci, kdy se mi potvrdil teoretický předpoklad, že se zvyšující se vzorkovací frekvencí roste šířka pásma a naopak, že s klesající vzorkovací frekvencí klesá šířka pásma u OFDM modulace.

V práci bylo pojednáno o teoretickém výpočtu chybovostí u modulací v základním i přeneseném pásmu. Porovnal jsem chybovost různých modulačních formátů v závislosti na normovaném poměru signálu k šumu. Z porovnávaných závislostí plyne, že při nekoherentní demodulaci je dosaženo vyšší chybovosti než v případě koherentní demodulace u dvoustavových klíčování. Simulované průběhy bitové chybovosti na normovaném poměru signál k šumu pro dvoustavová klíčování mi vykazovaly vyšší BER než teoretické průběhy. Z porovnaných závislostí symbolové chybovosti pro 8-stavové modulace v základním pásmu plyne, že 8PPM má nižší chybovost, než 8DH-PIM ($\alpha=1$) a 8DPIM modulace.

SEZNAM POUŽITÝCH ZDROJŮ

- [1] BOHÁČ, Leoš a LUCKI, Michal. *Optické komunikační systémy*. V Praze: České vysoké učení technické v Praze, 2010. ISBN 978-80-01-04484-1.
- [2] MARŠÁLEK, Roman. *Teorie rádiové komunikace*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, 2012. ISBN 978-80-214-4503-1.
- [3] GHASSEMLOOY, Z., POPOOLA, W. a RAJBHANDARI, S. *Optical wireless communications: system and channel modelling with MATLAB*. Boca Raton: Taylor & Francis Group, 2013. ISBN 978-1-4398-5235-4.
- [4] MACHÁČEK, Zdeněk a NEVRIVA, Pavel. *Modulované signály: učební text*. Ostrava: Vysoká škola báňská-Technická univerzita Ostrava, 2012. ISBN 978-80-248-2600-4.
- [5] ALDIBBIAT, N. M., GHASSEMLOOY, Z. a MCLAUGHLIN, R. Dual header pulse interval modulation for dispersive indoor optical wireless communication systems. *IEEE Proc.-Circuits Devices Syst.* Piscataway: IEE. 2002. vol 149, no. 3, s. 187-192
- [6] GHASSEMLOOY, Zabih, ALVES, Luis Nero, ZVÁNOVEC, Stanislav a KHALIGHI, Mohammad-Al. *Visible Light Communications: Theory and Applications*. Boca Raton: Taylor & Francis Group, 2017. ISBN 978-1-4987-6753-8
- [7] GNURADIO.CZ. *About GNU Radio* [online]. 2020 [cit. 2.3.2020]. Dostupné z: <https://www.gnuradio.org/about/>
- [8] WILFERT, Otakar. *Fotonika a optické komunikace: [přednášky]*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, 2007. ISBN 978-80-214-3537-7
- [9] ŽALUD, Václav. *Moderní radioelektronika*. Praha: BEN - technická literatura, 2000. ISBN 80-86056-47-3.
- [10] ARMSTRONG, Jean. OFDM for Optical Communications. *Journal of Lightwave Technology*. Clayton: Optical Society. 2009. vol. 27, no. 3, s. 189-204.
- [11] Datasheet, NI-SRP-2901. www.ni.com [Online] <http://www.ni.com/pdf/manuals/374925c.pdf>
- [12] BĚLOHLÁVEK, Jiří. *Návrh typu modulace pro prostředí s rušením*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, 2009.
- [13] NEVLUD, Pavel a DVORSKÝ, Marek. *Přenos dat v komunikacích pro integrovanou výuku VUT a VŠB-TUO*. Ostrava: Vysoká škola báňská-Technická univerzita Ostrava, 2014. ISBN 978-80-248-3638.

SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

Zkratky:

1GS	...	One Guard Slot
ASK	...	Amplitude Shift Keying
ADC	...	Analog Digital Convertor
AWGN	...	Additive White Gaussian Noise
BER	...	Bit Error Rate
BFSK	...	Binary Frequency Shift Keying
BPSK	...	Binary Phase Shift Keying
DAC	...	Digital Analog Convertor
DC	...	Direct Current
DH-PIM	...	Dual-Header Pulse Interval Modulation
DPIM	...	Digital Pulse Interval Modulation
dB	...	decibel
FFT	...	Fast Fourier Transformation
FSK	...	Frequency Shift Keying
FD	...	Fotodioda
IFFT	...	Inverse Fast Fourier Transformation
IM/DD	...	Intensity Modulation / Direct Detection
IrDa	...	Infrared Data Association
ISI	...	Inter Symbol Interference
LD	...	Laser Diode
LED	...	Light-Emitting Diode
log.	...	logická hodnota
MIMO	...	Multiple-input multiple-output
MSB	...	Most Significant Bit
NGB	...	No Guard Band
NRZ	...	Non Return to Zero
OFDM	...	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OOK	...	On Off Keying
PAM	...	Pulse Amplitude Modulation
PAPR	...	Peak-to-average Power Ratio
PIM	...	Pulse Interval Modulation
PPM	...	Pulse Position Modulation
PSK	...	Phase Shift Keying
PWM	...	Pulse Width Modulation
QAM	...	Quadrature Amplitude Shift Keying
QPSK	...	Quadrature Phase Shift Keying
RZ	...	Return to Zero
SCM	...	Subcarrier Intensity Modulation
SDR	...	Software Defined Radio
SER	...	Symbol Error Rate
SLD	...	Superluminescent Diode
SR	...	Software Radio
SDR	...	Software Defined Radio

Symbols:

A	...	komplexní obálka	[V]
a	...	amplituda záření	[V]
B	...	šířka pásma	[Hz]
E_0	...	energie signálu s nejmenší amplitudou	[J]
E_b	...	energie připadající na bit	[J]
E_{pulse}	...	energie připadající na impuls	[J]
E_s	...	energie připadající na symbol	[J]
$\text{erfc}(x)$...	doplňková chybová funkce	[-]
f_c	...	nosná frekvence	[Hz]
f_{max}	...	maximální frekvence	[Hz]
L	...	nejvyšší možná dekadická hodnota vstupního rámce	[-]
L_{DPIM}	...	průměrná délka symbolu	[-]
L_{slot}	...	počet slotů	[-]
M	...	počet stavů	[-]
n	...	počet bitů	[-]
N_0	...	výkonová spektrální hustota šumu	[Ws]
p	...	optický výkon	[W]
P_b	...	pravděpodobnost chyby bitu	[-]
P_r	...	průměrný optický výkon	[W]
P_s	...	pravděpodobnost chyby symbolu	[-]
P_{slot}	...	pravděpodobnost chyby slotu	[-]
$P(0)$...	pravděpodobnost získání prázdného slotu	[-]
$P(1)$...	pravděpodobnost získání impulsu	[-]
$Q(x)$...	doplňková distribuční funkce	[-]
R_b	...	bitová rychlost	[s ⁻¹]
t	...	čas	[s]
T_b	...	bitový interval	[s]
T_H	...	doba trvání hlavičky u DH-PIM	[s]
T_s	...	doba trvání jednoho slotu	[s]
α	...	přirozené číslo	[-]
γ	...	střída signálu	[-]
η_p	...	energetická účinnost	[-]
η_B	...	efektivita šířky pásma	[-]
φ	...	fáze	[rad]
ω_0	...	úhlová rychlost	[s ⁻¹]

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obrázek 1: Blokové schéma optického digitálního spoje	11
Obrázek 2: Časové průběhy NRZ a RZ OOK modulace	14
Obrázek 3: Časový průběh 4-PAM modulovaného signálu	14
Obrázek 4: Časový průběh 4-PPM modulovaného signálu	15
Obrázek 5: Časový průběh 8-DPIM (1GS) modulovaného signálu	16
Obrázek 6: Časový průběh 8-DH-PIM ($\alpha = 1$) modulovaného signálu	17
Obrázek 7: Časový průběh BASK modulace	18
Obrázek 8: Konstelační diagramy ASK modulace	19
Obrázek 9: Časový průběh BPSK modulace	20
Obrázek 10: Konstelační diagramy PSK modulace	20
Obrázek 11: Časový průběh BFSK modulace	21
Obrázek 12: Vyjádření BFSK ve vektorovém prostoru	21
Obrázek 13: Konstelační diagramy QAM modulace	22
Obrázek 14: Frekvenční spektrum OFDM	23
Obrázek 15: Blokové schéma OFDM přenosu	23
Obrázek 16: Blokové schéma ideálního SR	25
Obrázek 17: Blokové schéma SDR	25
Obrázek 18: Blokové schéma optického komunikačního řetězce s SDR	26
Obrázek 19: Datové typy v GNU Radiu	28
Obrázek 20: Blokové schéma BFSK modulátoru v GNU Radio	29
Obrázek 21: Časový průběh BFSK modulovaného signálu	29
Obrázek 22: Blokové schéma BFSK demodulátoru	30
Obrázek 23: Časový průběh BFSK demodulovaného signálu	30
Obrázek 24: Blokové schéma OOK modulátoru	31
Obrázek 25: Časový průběh OOK modulovaného signálu	31
Obrázek 26: Blokové schéma OOK demodulátoru	32
Obrázek 27: Časový průběh OOK demodulovaného signálu	32
Obrázek 28: Blokové schéma OFDM modulátoru	33
Obrázek 29: Frekvenční spektrum OFDM vysílaného signálu	33
Obrázek 30: Frekvenční spektrum OFDM přijímaného signálu (Noise Voltage = 300 mV) ..	34
Obrázek 31: Frekvenční spektrum OFDM přijímaného signálu (Noise Voltage = 900 mV) ..	34
Obrázek 32: Frekvenční spektrum OFDM přijímaného signálu (Noise Voltage = 1,5 V)	35
Obrázek 33: Frekvenční spektrum OFDM přijímaného signálu (FFT Length = 512)	35
Obrázek 34: Frekvenční spektrum OFDM přijímaného signálu (FFT Length = 1024)	36
Obrázek 35: Frekvenční spektrum OFDM přijímaného signálu (FFT Length = 2048)	36
Obrázek 36: Frekvenční spektrum OFDM přijímaného signálu ($f_s = 32$ kHz)	37
Obrázek 37: Frekvenční spektrum OFDM přijímaného signálu ($f_s = 64$ kHz)	37
Obrázek 38: Frekvenční spektrum OFDM přijímaného signálu ($f_s = 128$ kHz)	38
Obrázek 39: Blokové schéma komunikačního kanálu s AWGN	39
Obrázek 40: Teoretická bitová chybovost dvoustavových klíčování pro normovaný poměr signál-šum	44
Obrázek 41: Bitová chybovost dvoustavových klíčování pro normovaný poměr signál-šum.	45
Obrázek 42: Symbolová teoretická chybovost modulací v základním pásmu pro normovaný poměr signál-šum	45
Obrázek 43: Teoretická bitová chybovost PSK modulací pro normovaný poměr signál-šum	46